

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektroniky a informatiky
Katedra elektroniky

Vektorové řízení synchronního motoru
s permanentními magnety
Vector Control of Permanent Magnet Synchronous
Motor

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Petr Chamrád

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety
Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rozbor moderních metod řízení synchronního motoru s permanentními magnety
2. Navrhněte a implementujte algoritmus vektorového řízení synchronního motoru s permanentním magnetem do řídicího systému se signálovým procesorem TMS320F28335
3. Proveďte měření průběhů nejdůležitějších veličin a ověřte funkčnost komunikace s nadřazeným systémem

Seznam doporučené odborné literatury:

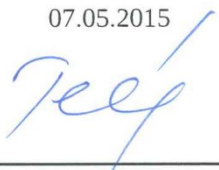
Dle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Martin Kuchař, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení:

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě, dne 7. 5. 2015

Petr Člámař
.....

Poděkování:

Rád bych touto cestou poděkoval svému vedoucímu diplomové práce Ing. Martinu Kuchařovi, Ph.D., a dále doc. Ing. Ivu Neborákovi, CSc. a doc. Ing. Petru Palackému, Ph.D. za velmi cenné rady v oblasti řízení a regulace elektrických pohonů, Ing. Martinu Sobkovi, Ph.D. za pomoc s oživením mikropočítačového systému a Ing. Martinu Borskému a Ing. Jiřímu Špičkoví za umožnění výroby přípravků pro řídicí mikropočítačový systém.

Abstrakt

Tato práce se zaměřuje na moderní způsoby a problematiku řízení synchronních motorů s permanentními magnety. V úvodu je proveden samotný teoretický rozbor moderních metod, jako je vektorové řízení motorů a jeho modifikace s bezsenzorovým řízením nebo přímé řízení momentu. Cílem je zmapování problematiky vektorového řízení. Na základě teoretického rozboru v úvodní části byl v laboratorních podmínkách proveden algoritmus vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety, který byl následně implementován do řídicího systému se signálovým procesorem TMS320F28335. Funkčnost a správnost návrhu byla ověřena měřeními. Výsledky činnosti jsou uvedeny v závěru práce.

Klíčová slova

Vektorové řízení, moderní způsoby řízení pohonů, DTC, synchronní motor s permanentními magnety, signálový procesor, řídicí systém TMS320F28335.

Abstract

This diploma thesis is focused on modern methods and problems of the control of the synchronous motor with permanent magnets. In the beginning of the thesis there is the theoretic analysis of modern methods such as the vector control of motors and its modifications with the sensorless control or such as the direct torque control. Based on the theoretic analysis the simulation section includes the vector controlling algorithm of synchronous motor with permanent magnets. This was implemented into the control system with the processor TMS320F28335. Functionality and correctness of the project was verified by measurement. The conclusion summarizes the results of the thesis.

Key words

Vector control, modern methods of the propulsion control, DTC, synchronous motor with permanent magnets, signal processor, control system TMS320F28335.

Seznam použitých zkratek

CMOS	Technologie výroby integrovaných obvodů a napěťové úrovně
DSP	Digitální signálový procesor
eQEP	Periferie mikrokontroléru pro zpracování signálů inkrementálního čidla
HQ	Hysterezní pásmo regulátoru jalového výkonu
HM	Hysterezní pásmo regulátoru momentu
I	Integrační regulátor
JTAG	Rozhraní mikrokontroléru pro ladění programu přímo v procesoru
OSS	Orientovaný souřadný systém
OM	Optimální modul
PI	Proporcionálně integrační regulátor
PM	Permanentní magnet
PWM	Pulsně šířková modulace
RSS	Rotorový souřadný systém
R_{id}	Regulátor tokotvorného proudu i_{ld}
R_{odb}	Regulátor odbuzení
R_{iq}	Regulátor momentotvorného proudu i_{lq}
R_{ω}	Regulátor otáček
SCI	Zkratka označující sběrnici pro sériový přenos dat
SM	Synchronní motor
SO	Symetrické optimum
SPI	Zkratka označující sběrnici pro sériový synchronní přenos dat
SSS	Statorový souřadný systém
TTL	Technologie výroby integrovaných obvodů a napěťové úrovně
UART	Universální sběrnice s asynchronním přenosem pro vysílání a příjem dat
UTO	Časovač periferie eQEP mikrokontroléru sloužící k určování rychlosti otáčení rotoru
A, /A	Signál A inkrementálního čidla a negovaný signál /A
B, /B	Signál B inkrementálního čidla a negovaný signál /B
R, /R	Signál referenční značky R inkrementálního čidla a negovaný signál /R

Seznam použitých symbolů

α	-	Reálná osa statorového souřadného systému
β	-	Imaginární osa statorového souřadného systému
γ	rad	Úhel natočení OSS vůči SSS
ε	rad	Úhel natočení RSS vůči SSS
ω_l	rad s ⁻¹	Úhlová rychlost otáčení OSS
ω_e	rad s ⁻¹	Elektrická úhlová rychlost RSS
Ω_m	rad s ⁻¹	Mechanická úhlová rychlost otáčení rotoru
$\Omega_{mž}$	rad s ⁻¹	Žádaná mechanická úhlová rychlost otáčení rotoru
Ω_{mskut}	rad s ⁻¹	skutečná mechanická úhlová rychlost otáčení rotoru
$\tau_{\sigma\Omega}$	s	Součet všech malých časových konstant regulátoru otáček
$\tau_{\sigma i}$	s	Součet všech malých časových konstant regulátoru proudu
$\tau_{\sigma o}$	s	Součet všech malých časových konstant regulátoru odbuzení
$\tau_{I\dot{C}}$	s	Časová konstanta inkrementálního čidla
τ_P	s	Náhradní časová konstanta regulační smyčky proudu
τ_S	s	Elektrická časová konstanta statorového vinutí motoru
τ_{TM}	s	Časová konstanta tranzistorového měniče frekvence
$\tau_{R\omega}$	s	Časová konstanta regulátoru otáček
τ_{RI}	s	Časová konstanta regulátoru proudu
τ_{Ro}	s	Časová konstanta regulátoru odbuzení
$\underline{\Psi}_1^S$	Wb	Vektor magnetického toku statoru ve SSS
$\underline{\Psi}_1^R$	Wb	Vektor magnetického toku statoru v RSS
Ψ_d	Wb	Reálná složka vektoru magnetického toku vektoru $\underline{\Psi}_1^R$
Ψ_a	Wb	Příspěvek magnetického toku první fáze statoru
Ψ_b	Wb	Příspěvek magnetického toku druhé fáze statoru
Ψ_c	Wb	Příspěvek magnetického toku třetí fáze statoru
$\underline{\Psi}^{PM}$	Wb	Vektor magnetického toku permanentních magnetů
Ψ_q	Wb	Imaginární složka vektoru magnetického toku $\underline{\Psi}_1^R$
d	-	Reálná osa rotorového souřadného systému
$F_{\omega(SO)}$	-	Přenos optimalizované smyčky otáčkového regulátoru
F_{Ψ}	-	Přenos bloku magnetického toku
$F_{0\Omega}$	-	Přenos otevřené smyčky otáčkového regulátoru
F_{0I}	-	Přenos otevřené smyčky proudu
F_{0o}	-	Přenos otevřené smyčky regulátoru odbuzení
F_{AD}	-	Přenos A/D převodníku
$F_{\dot{C}I}$	-	Přenos proudového čidla
$F_{I\dot{C}}$	-	Přenos inkrementálního čidla
$F_{I(OM)}$	-	Přenos optimalizované smyčky proudu
F_{KI}	-	Přenos bloku proudové smyčky
F_{mech}	-	Mechanický přenos
F_{MOT}	-	Přenos bloku modelu motoru
F_{OM}	-	Přenos optimálního modulu
$F_{o(OM)}$	-	Přenos optimalizované smyčky regulátoru odbuzení
$F_{R\Omega}$	-	Přenos regulátoru otáček

F_{RI}	-	Přenos regulátoru proudu
F_{Ro}	-	Přenos regulátoru odbuzení
F_{SO}	-	Přenos symetrického optima
F_{TM}	-	Přenos tranzistorového měniče frekvence
F_{ui}	-	Přenos bloku výpočtu indukovaného napětí
I_l	A	Statorový proud
$i_{1\alpha}$	A	Reálná složka vektoru statorového proudu \underline{i}_1^S
$i_{1\beta}$	A	Imaginární složka vektoru statorového proudu \underline{i}_1^S
\underline{i}_1^S	A	Vektor statorového proudu ve statorovém souřadném systému
\underline{i}_1^R	A	Vektor statorového proudu v rotorovém souřadném systému
i_{1a}	A	Statorový proud první fáze motoru
i_{1b}	A	Statorový proud druhé fáze motoru
i_{1c}	A	Statorový proud třetí fáze motoru
i_{1d}	A	Reálná složka vektoru proudu \underline{i}_1^R
$i_{1dž}$	A	Žádaná hodnota reálné složky vektoru proudu \underline{i}_1^R
i_{1q}	A	Imaginární složka vektoru proudu \underline{i}_1^R
$i_{1qž}$	A	Žádaná hodnota imaginární složky vektoru proudu \underline{i}_1^R
$i_{skut.}$	A	Skutečná hodnota proudu
i_z	A	Žádaná hodnota proudu
J_C	kgm ²	Moment setrvačnosti
k	-	Konstanta Clarkové
$K_{\sigma\Omega}$	-	Náhradní zesílení (součin všech zesílení) regulátoru otáček
$K_{\sigma i}$	-	Náhradní zesílení (součin všech zesílení) regulátoru proudu
$K_{\sigma o}$	-	Náhradní zesílení (součin všech zesílení) regulátoru odbuzení
K_{AD}	-	Zesílení A/D převodníku
$K_{I\dot{C}}$	-	Zesílení inkrementálního čidla
$K_{R\omega}$	-	Zesílení regulátoru otáček
K_{RI}	-	Zesílení regulátoru proudu
K_{TM}	-	Zesílení tranzistorového měniče frekvence
K_{up}	-	Zesílení bloku výpočtu indukovaného napětí
L_d	H	Indukčnost vinutí v podélné ose
L_S	H	Indukčnost statorového vinutí
L_q	H	Indukčnost vinutí v příčné ose
M_d	Nm	Dynamický moment
M_e	Nm	Moment na hřídeli motoru
M_{e1}	Nm	Moment motoru při rozběhu
M_{e2}	Nm	Moment (odporových) ztrát
M_{es}	Nm	Skutečná hodnota momentu motoru
$M_{ež}$	Nm	Žádaná hodnota momentu motoru
M_{PM}	Nm	Moment pracovního mechanismu
n	otmin ⁻¹	Otáčky
p_P	-	Počet pólových dvojic motoru (pólpár)
q	-	Imaginární osa rotorového souřadného systému
Q_{es}	var	Skutečná hodnota jalového výkonu motoru
$Q_{ež}$	var	Žádaná hodnota jalového výkonu motoru
R_S	Ω	Odpor statorového vinutí motoru
R_M	Ω	Měřicí odpor

$T_{VZ\Omega}$	s	Vzorkovací čas regulační smyčky otáček
T_{VZi}	s	Vzorkovací čas regulační smyčky proudu
t_r	s	Doba rozběhu motoru
U_I	V	Napětí na statoru motoru
$u_{I\alpha}$	V	Reálná složka vektoru statorového napětí \underline{u}_I^S
$u_{I\beta}$	V	Imaginární složka vektoru statorového napětí \underline{u}_I^S
\underline{u}_I^S	V	Vektor statorového napětí ve SSS
\underline{u}_I^R	V	Vektor statorového napětí v RSS
u_{Id}	V	Reálná složka vektoru statorového napětí \underline{u}_I^R
u_{Iq}	V	Imaginární složka vektoru statorového napětí \underline{u}_I^R
U_d	V	Napětí meziobvodu výkonového měniče
u_{de}	V	Složka napětí pro odstranění křížové vazby z řídicího napětí u_{Id}
\underline{u}_i^R	V	Vektor indukovaného napětí v rotorovém souřadném systému
u_{Im}	V	Napětí na měřicím odporu
u_{Imax}	V	Maximální velikost statorového napětí
\underline{u}_p	V	Vektor indukovaného protinapětí
u_{pmax}	V	Maximální hodnota indukovaného protinapětí
u_{pskut}	V	Skutečná hodnota indukovaného protinapětí
$u_{\tilde{r}}$	V	Řídicí napětí
u_{qe}	V	Složka napětí pro odstranění křížové vazby z řídicího napětí u_{Iq}
x	-	Reálná složka orientovaného souřadného systému
\underline{X}^S	-	Obecný vektor orientovaný ve statorové souřadné soustavě
\underline{X}^R	-	Obecný vektor orientovaný v rotorové souřadné soustavě
X_α	-	Obecná reálná složka vektoru SSS
X_β	-	Obecná imaginární složka vektoru SSS
X_d	-	Obecná reálná složka vektoru RSS
X_q	-	Obecná imaginární složka vektoru RSS
y	-	Imaginární složka orientovaného souřadného systému

Obsah

1	Úvod.....	9
2	Způsoby řízení synchronních motorů s permanentními magnety	11
2.1	Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety	11
2.1.1	<i>Definice orientovaných souřadných systémů</i>	12
2.1.2	<i>Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety</i>	15
2.1.3	<i>Princip vektorového řízení</i>	20
2.2	Přímé řízení momentu (DTC)	22
3	Realizace algoritmu vektorového řízení.....	27
3.1	Přípravky převodníků signálů	27
3.1.1	Přípravek úpravy signálů PWM	28
3.1.2	Přípravek úpravy signálů inkrementálního čidla.....	29
3.2	Mikropočítačový řídicí systém.....	30
3.2.1	<i>Periférie A/D převodníku</i>	32
3.2.2	<i>Periférie modulu PWM</i>	32
3.2.3	<i>Periférie sběrnice SCI.....</i>	32
3.2.4	<i>Periférie sběrnice SPI</i>	33
3.2.5	<i>GPIO rozhraní</i>	33
3.2.6	<i>Periférie eQep</i>	33
3.2.7	<i>Přerušování mikrokontroléru (PIE)</i>	33
3.3	Popis algoritmu vektorového řízení	34
3.4	Motorové soustrojí	35
3.5	Ovládací rozhraní.....	35
4	Experimentální výsledky.....	37
4.1	Algoritmus vektorového řízení s otáčkovým regulátorem	37
4.2	Algoritmus vektorového řízení bez otáčkového regulátoru	41
5	Závěr	43
6	Seznam použité literatury.....	45
7	Seznam příloh	47
7.1	Převodník PWM signálu	47
7.2	Převodník pro inkrementální čidlo.....	47
7.3	Laboratorní stanoviště.....	47
7.4	Výpočet parametrů regulátorů.....	47
7.5	Doprovodné CD	47

1 Úvod

Elektrické pohony se v dnešní době používají ve všech odvětvích průmyslu, kde pohánějí stroje s různými druhy mechanismů a s tím i souvisejícími pracovními charakteristikami. Jako pohon se aplikují stroje střídavé. Jejich konstrukce je jednoduchá (mají minimum mechanických dílů) a robustní, a proto nevyžadují téměř žádnou údržbu. Lze je tedy nasadit i v prostředích pro motor agresivních nebo výbušných. Střídavé pohony mají také mnohem vyšší energetickou účinnost. Tyto aspekty vedou k postupnému nahrazování stejnosměrných motorů za pohony střídavé (především v nových zařízeních, ve starých systémech stále dožívají motory stejnosměrné). Řízení je však obtížné a vede k používání frekvenčních měničů a ve spojení s nimi i mikropočítačových systémů s výkonovými procesory (DSP procesory) s implementovaným řídicím algoritmem.

Nejvíce užívaným typem pohonu je zejména motor asynchronní s kotvou nakrátko. Výkony takových motorů dosahují až několik jednotek MW. Motory jsou mechanicky odolné a nasazují se v těžkém průmyslu, trakčních vozidlech apod. Méně častý je pak výskyt synchronních motorů, jejichž rozvoj zažil boom až v posledních několika letech. Perspektivním typem pohonu je motor synchronní s permanentními magnety. Stalo se tak díky slitinám vzácných zemin, ze kterých jsou vyráběny permanentní magnety motoru. Běžnými prvky slitin jsou NdFeB (neodym, železo, bor) nebo SmCo (samarium, kobalt). Slitiny vzácných zemin dosahují magnetické indukce přibližně 0,8T až 1,2T oproti standardnímu typu permanentního magnetu typu ferit. Ten dosahuje magnetické indukce minimálně o třetinu nižší. Díky tomuto faktu lze konstruovat synchronní motory menší a tedy kompaktnější a s mnohem nižší hmotností, než motory asynchronní či stejnosměrné. Získá se tak lepší poměr hmotnosti a výkonu, jeden ze základních parametrů synchronních servopohonů. [1], [2]

V letech dřívějších se synchronní stroje využívaly jen výjimečně. Uplatnění našly jako generátory v elektrárnách nebo pohony strojů s konstantní rychlostí otáčení. Podle způsobu použití se lišila konstrukce stroje. U synchronních generátorů se používaly synchronní motory s vyjádřenými póly, na nichž bylo umístěno budicí vinutí. Koncepce generátoru se rovněž používala i u motorů. Jiným typem synchronního stroje je synchronní motor s permanentními magnety. Ty jsou (často lepením) upevněny na rotoru. Podle tvaru a upevnění permanentních magnetů k rotoru se motory dělily na synchronní stroje s hladkým rotorem nebo - stejně jako u cize buzeného motoru - s vyjádřenými póly.

Synchronní motory s permanentními magnety nalézají čím dál větší uplatnění v dopravě, kde se instalují především do drážních vozidel (tramvaje, trolejbusy a vlaky). Motory svou malou velikostí mohou být koncipovány jako součást samotného kola nápravy drážních vozidel, tzv. nábojové pohony. Velkou výhodou takového řešení je úspora místa pod podlahou vozidla. Nábojové pohony často bývají součástí nízkopodlažních vozidel. [2]

Stále častější výskyt synchronních motorů v různých aplikacích je dán, v porovnání s asynchronním motorem, jeho vyšší energetickou účinností dosahující hodnot 96 až 99%, nižší hmotností, menšími rozměry, vyšší dynamikou a momentovým přetížením. Tyto výhody jsou však znevýhodněny vyšší pořizovací cenou. Tu tvoří především samotné permanentní magnety, jejichž výroba a opracování jsou obtížné. Také samotné řízení pohonu je složitější, neboť je nutné brát v potaz, že synchronní pohon s permanentními magnety se může chovat jako generátor. Indukované napětí vytvořené synchronním motorem se pak v případě napájení

motoru měničem s napětovým meziobvodem vrací zpět do meziobvodu měniče a je nutné jej mařit. To komplikuje provoz motoru například u drážních vozidel ve výběhu. Maření energie by způsobilo brzdění, což je jev nežádoucí a je nutné mu předejít například odpojením statorového vinutí motoru stykačem. [3]

Moderní způsoby řízení synchronních pohonů se navzájem liší. Nejpopulárnějším typem regulace pohonu je vektorové řízení. V současnosti se jedná o vrchol v řízení elektrických pohonů. Vývojem řídicích systémů (včetně softwaru) a výkonových měničů se zabývá např. firma Siemens (s řadou měničů SIMATIC, SIMOVERT, ...). Trendy vektorového řízení se mění a s ním i způsoby řízení. Dalším stupněm vývoje vektorového řízení je úplná eliminace snímačů polohy nebo rychlosti ze struktur s pohony - vznikají algoritmy s bezsenzorovým řízením. Nároky na pohony se stupňují k stále vyšší odolnosti a robustnosti. S tím souvisí i mechanické provedení motorů. Nejcitlivější částí pohonu je bezesporu snímač polohy či otáček. Pořizovací cena snímače polohy nebo otáčkového snímače nebývá malá a také údržba nebo případný servis vyžadují speciální péči. Proto je cílem od jejich použití úplně opustit. Absence polohových a otáčkových snímačů odstraňuje problémy s mechanickým provedením motoru, zvyšuje se odstup užitečného signálu od šumu, robustnost systému je vyšší a s ní také spolehlivost.

Existuje několik typů algoritmů určených k výpočtu rychlosti nebo polohy, které se mezi sebou liší jak v provedení, tak možnostmi využití. Metody bezsenzorového řízení lze rozdělit do dvou základních skupin. První typ využívá matematický model střídavého pohonu. Na základě změřených hodnot veličin se pro výpočet vektorů veličin (magnetický tok, proud, napětí...) využívají matematické modely stroje, kde po dosažení příslušné veličiny získáme požadovaný vektor. Patří zde metoda s využitím referenčního modelu MRAS nebo pozorovatelé (observer) jako Kalmanův filtr či Luenbergův pozorovatel. Druhou skupinu tvoří tzv. estimátory (zařízení pro odhad polohy či rychlosti rotoru) nevyužívající matematický model motoru. Jiným typem řízení je přímé řízení momentu motoru (DTC). Vyznačuje se jednoduchostí a způsobem řízení pohonu bez snímačů polohy hřídele.

V posledních letech se vývoj pohonů ubírá směrem k řídicím algoritmům s umělou inteligencí. Jedná se o strukturu umělé neuronové sítě, která se podobá lidskému mozku. Výsledkem je struktura, která je schopná se na základě vnějších vzruchů učit a reagovat na ně. To bylo cílem i pro vývoj nových způsobů řízení elektrických pohonů. Aplikace neuronových sítí v oblasti elektrických pohonů (regulace, diagnostika, estimace parametrů ...) vznikla z požadavku regulace struktur, ve kterých se objevují nelineární přenosové funkce. Elektrický pohon, jakožto typický představitel nelineárního matematického modelu, je vhodný pro aplikaci neuronových sítí. [3], [6], [19]

Problematika bezsenzorového řízení a regulace pohonů umělou inteligencí je poměrně složitá a její rozbor je nad rámec této práce. Proto zde byly jen nastíněny moderní způsoby řízení pohonů a jejich vlastnosti. Tato práce se zaměřuje především na problematiku vektorového řízení synchronních motorů s permanentními magnety.

2 Způsoby řízení synchronních motorů s permanentními magnety

Vývoj elektrických pohonů postupuje stále vpřed. Motory se stávají kompaktnějšími a výkonnějšími. S rostoucím výkonem úměrně stoupá také spotřeba elektrické energie. Vzhledem k cenám energií je důležité najít takovou metodu řízení pohonu, aby jeho provoz byl ekonomický. Střídavé pohony mívají vysokou účinnost. Nezbytná je redukce přídavných ztrát, vznikajících jak v samotném motoru, tak i metodou řízení.

Střídavé synchronní pohony lze řídit mnoha způsoby. Vyznačují se tvrdou zatěžovací charakteristikou. Otáčky motoru jsou necitlivé na změnu velikosti napájecího napětí sítě. Konstrukce motoru je obdobná jako u asynchronního motoru a liší se pouze ve stavbě rotoru. Satorové vinutí pak vytváří magnetické točivé pole, otáčející se stejnou rychlostí (tedy synchronně), jakou se otáčí rotor. Synchronní motory se využívají především tam, kde je nutné udržovat konstantní rychlost pracovního mechanismu a požadujeme tvrdou zatěžovací charakteristiku (např. cementové mlýny). S asynchronními pohony bychom tohoto nedosáhli.

Přímé připojení synchronního motoru k napájecí síti není snadné a přináší jistá úskalí. Pohon by se nerozběhl vlivem setrvačných hmot rotoru. Ve spojení se synchronním motorem se pro rozběh používá motor asynchronní, jehož činností je roztočit synchronní motor na otáčky blízké synchronní rychlosti. Po jejím dosažení se spustí motor synchronní. Synchronní motory s budicím vinutím mají póly rotoru vyniklé, na nichž je umístěno budicí vinutí. Kromě budicího vinutí se rotory vybavují tzv. tlumicím vinutím, představující kotvu asynchronního motoru zapojenou nakrátko. To umožní rozběhnutí motoru. [21]

Nástup moderních polovodičových součástek umožnil rozvoj měničů určených k řízení střídavých pohonů, s nimiž je možné realizovat moderní způsoby řízení. Ve spojení s frekvenčními měniči mohou spolupracovat i synchronní stroje, především motory s permanentními magnety.

2.1 Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety

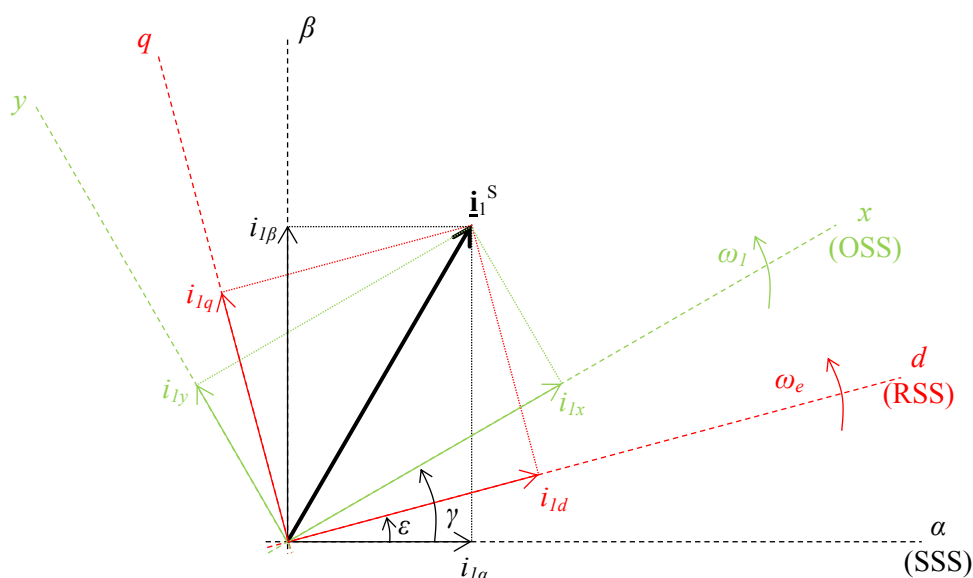
Vektorové řízení je v současné době nejmodernějším způsobem řízení střídavých pohonů. Zaručuje optimální chod pohonu jak v ustálených stavech, tak i v přechodných dějích. Účelem vektorového řízení je separovat od celkového satorového proudu momentotvornou část proudu a část tokotvornou (magnetizační). Ve výsledku se docílí stejného chování střídavého stroje jako u stejnosměrného pohonu, kde lze samostatně ovládat magnetizaci motoru i jeho moment.

Pro vektorové řízení je nezbytné vyjádřit prostorové vektory jednotlivých napětí, proudů a magnetických toků. Veličiny se vyjadřují v souřadných systémech, které jsou spjaty s tzv. souřadným (ortogonálním) systémem.

2.1.1 Definice orientovaných souřadných systémů

Pro vyjádření velikostí a prostorové rozložení vektorů veličin slouží celkem tři souřadné systémy v oboru komplexních čísel (více viz [3], [4]). Tvoří je:

- Statorový souřadný systém (SSS) – $[\alpha, \beta]$ spojený se statorem motoru; systém je statický, neměnný (neotáčí se).
- Rotorový souřadný systém (RSS) – $[d, q]$ spojený s rotorem motoru, otáčí se elektrickou úhlovou rychlostí ω_e .
- Orientovaný souřadný systém (OSS) – $[x, y]$ spojený s magnetickým tokem statoru nebo magnetickým tokem rotoru, otáčí se úhlovou rychlostí ω_l .



Obr. 1. Prostorové rozložení souřadných soustav a jejich veličin

Grafické znázornění všech orientovaných systémů je zobrazeno na obr. 1. Roviny RSS a OSS jsou vztaženy ke statorové souřadné soustavě. Mezi sebou svírají úhel ε (pro SSS a RSS) a úhel γ (pro SSS a OSS). Znalost orientovaných úhlů a absolutních hodnot vektorů motorových veličin umožní libovolný přepočít mezi jednotlivými souřadnými systémy. Uvedme příklad přepočtu ze statorového do rotorového souřadného systému

$$\underline{\mathbf{X}}^R = \underline{\mathbf{X}}^S e^{-j\varepsilon} \quad (1)$$

$$X_d = X_\alpha \cos \varepsilon + X_\beta \sin \varepsilon \quad (2)$$

$$X_q = -X_\alpha \sin \varepsilon + X_\beta \cos \varepsilon \quad (3)$$

Zpětný přepočít z rotorové do statorové soustavy se provede následovně

$$\underline{\mathbf{X}}^S = \underline{\mathbf{X}}^R e^{j\varepsilon} \quad (4)$$

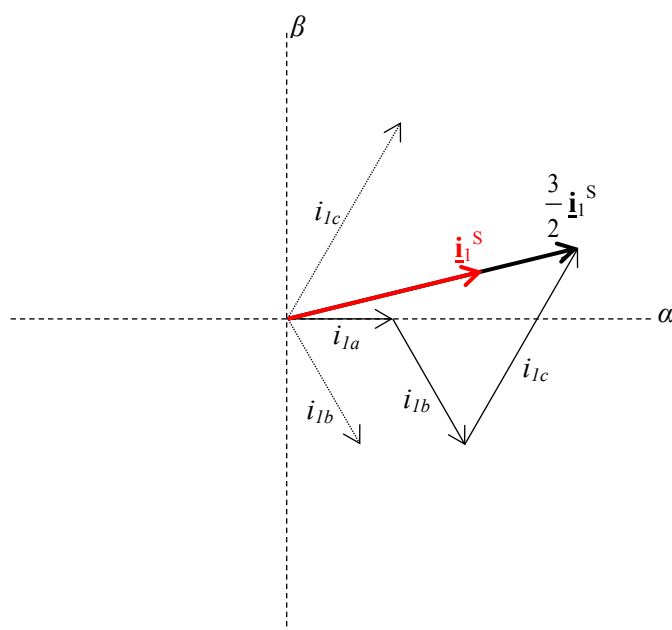
Po vyčíslení dle Eulerova vztahu získáme reálnou a imaginární část přepočítané statorové veličiny

$$X_{\alpha} = X_d \cos \varepsilon - X_q \sin \varepsilon \quad (5)$$

$$X_{\beta} = X_d \sin \varepsilon + X_q \cos \varepsilon \quad (6)$$

Obdobným způsobem postupujeme i pro přepočet mezi SSS a OSS. Orientovaný souřadný systém v našem případě pro synchronní motor s permanentními magnety využívat nebudeme. Výhodnější pro strukturu vektorového řízení je rotorová souřadná soustava.

Nyní přistoupíme k definici prostorových vektorů a to konkrétně statorových proudů motoru. Jejich grafické znázornění v rovině SSS je zobrazeno na obr. 2. [3], [4]



Obr. 2. Definice prostorového vektoru statorového proudu \mathbf{i}_1^S v orientované soustavě SSS

Rovinu tvoří reálná osa α označující reálné hodnoty složek statorových proudů a osa β , která určuje imaginární hodnoty složek statorových proudů. Vektory statorových proudů jsou označeny i_{la} , i_{lb} a i_{lc} . Délka vektorů určuje modul (tedy amplitudu) fázového proudu, a jeho natočení prostorové vyjádření veličiny. Fázový posun mezi jednotlivými vektory je 120° , jedná se o trojfázovou soustavu. Fázový proud i_{la} je svázan s osou α . Vektorovým součtem všech fázových proudů získáme výslednici statorového proudu \mathbf{i}_1^S .

Vektorový součet lze zapsat vztahem

$$\mathbf{i}_1^S = k(i_{la} + i_{lb} + i_{lc}) = k \left(i_{la} e^{-j0} + i_{lb} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + i_{lc} e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7)$$

Nebo v oboru komplexních čísel

$$\mathbf{i}_1^s = k \left| \frac{3}{2} \mathbf{i}_1^s \right| e^{j\varepsilon} \quad (8)$$

Koeficient k je konstanta, upravující velikost prostorového vektoru statorového proudu \mathbf{i}_1^s tak, aby jeho modul byl shodný s velikostí modulů jednotlivých fázových proudů statoru i_{1a} , i_{1b} a i_{1c} . Koeficient k se dle Clarkové udává na hodnotu $k = 2/3$. [5]

Vztah (1) následně převedeme do dvouosého souřadného systému. Zápis provedeme v komplexním tvaru

$$\mathbf{i}_1^s = i_{1\alpha} + j i_{1\beta} = \frac{1}{3} (2i_{1a} - i_{1b} - i_{1c}) + j \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{1b} - i_{1c}) \quad (9)$$

Převodem do maticového tvaru získáme soustavu rovnic

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Jelikož ve výše uvedených podmínkách matematického modelu je uvedena symetrie všech fázových vinutí, musí platit, že součet všech fázových proudů statoru i_{1a} , i_{1b} a i_{1c} bude nulový, tedy

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0 \quad (11)$$

Zápis rovnice (1.4) se zjednoduší na tvar

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Podobně jako převod do dvojosého souřadného systému převedeme soustavu opět do trojosého pomocí zpětné Clarkové transformace.

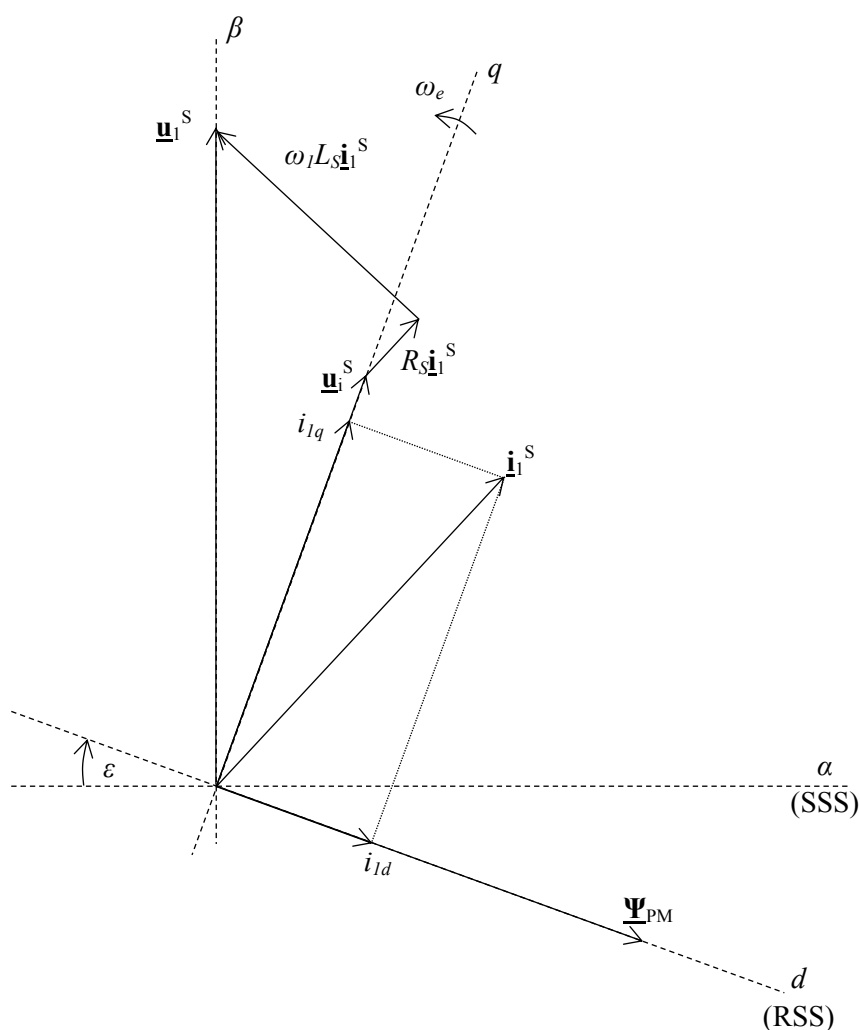
$$\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Obdobně lze postupovat i s jinými orientujícími systémy.

Veličiny motoru se vůči SSS periodicky mění. Soustava je pro regulaci nevhodná. Vzhledem k tomu, že se magnetizace stroje provádí prostřednictvím permanentních magnetů umístěných na rotoru, je vhodné zvolit jako vztažnou soustavu RSS a orientovat se tak na její magnetický tok Ψ_{PM} , který je orientován s reálnou osou x souřadného systému RSS. Soustavy RSS a SSS jsou mezi sebou svázány úhlem ε . S jeho znalostí určíme složky rotorového proudu i_{ld} a i_{lq} . Ty získáme ze vztahů (1) až (3).

2.1.2 Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety

Matematický model popisuje chování motoru jak v ustálených dějích, tak i v dějích přechodných. Cílem je pochopení elektrických a magnetických dějů odehrávajících se v motoru. Model synchronního motoru s PM se od ostatních střídavých pohonů liší především v přítomnosti indukovaného napětí, které vzniká samotným otáčením rotoru. Aby bylo možné matematický model motoru vytvořit, je nezbytné znát parametry motoru. Ty je možné dohledat v příslušných katalogích nebo dokumentech výrobce motoru. [3]



Obr. 3. Prostorové rozložení veličin a souřadných systémů synchronního motoru s permanentními magnety

Pro realizaci vektorového řízení musíme znát matematický model střídavého stroje. Obecný matematický model je příliš složitý a není možné do výpočtů zakomponovat veškeré parametry motoru. Pro většinu struktur se provádí úprava matematického modelu, který má za následek zjednodušení výpočtu.

Je tedy potřeba zohlednit následující podmínky [3]:

- Všechny fáze motoru jsou napájeny symetrickým a harmonickým napětím.
- Vinutí jednotlivých fází jsou symetricky rozložena v drážkách statoru
- Odpory a indukčnosti jednotlivých fází jsou stejné
- Rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické
- Do struktury se nezapočítává vliv skin efektu
- Ztráty v magnetickém obvodu se zanedbávají

Napětí jedné fáze statoru \underline{u}_1^S vyjádříme vztahem

$$\underline{u}_1^S = R_S \underline{i}_1^S + \frac{d\underline{\psi}_1^S}{dt} + \underline{u}_i^S \quad (14)$$

Kde R_S a L_S představují statorový odpor a indukčnost vinutí, \underline{i}_1^S je vektor statorového proudu a \underline{u}_i^R indukované napětí. Jak již bylo zmíněno výše, k sestavení rovnic je vhodné zvolit vztažnou souřadnou soustavu, do které parametry motoru převedeme. Převod provedeme do RSS podle Parkovy transformace. Výsledný vztah bude

$$\underline{u}_1^S = \underline{u}_1^R e^{j\varepsilon} = R_S \underline{i}_1^R e^{j\varepsilon} + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon}) + \underline{u}_i^R e^{j\varepsilon} \quad (15)$$

Člen rovnice (15) představující derivaci magnetického toku lze dále upravit do následujícího tvaru

$$\frac{d}{dt} (\underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon}) = \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon}) + \frac{d\varepsilon}{dt} \underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon} = \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon}) + j\omega_e \underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon} \quad (16)$$

Po zpětném dosazení do (15) získáme vztah pro statorové napětí orientované do souřadného systému RSS

$$\underline{u}_1^R e^{j\varepsilon} = R_S \underline{i}_1^R e^{j\varepsilon} + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon}) + j\omega_e \underline{\psi}_1^R e^{j\varepsilon} + \underline{u}_i^R e^{j\varepsilon} \quad (17)$$

Vztah (17) upravíme do tvaru

$$\underline{u}_1^R = R_S \underline{i}_1^R + \frac{d\underline{\psi}_1^R}{dt} + j\omega_e \underline{\psi}_1^R + \underline{u}_i^R \quad (18)$$

A následně upravíme

$$\underline{u}_1^R = (u_{1d} + ju_{1q}) = R_S (i_{1d} + ji_{1q}) + \frac{d}{dt} (\psi_{1d} + j\psi_{1q}) + j\omega_e (\psi_{1d} + j\psi_{1q}) + \underline{u}_i^R \quad (19)$$

Součtem složek u_{1d} a u_{1q} (19) získáme vektor rotorového napětí \underline{u}_i^R . Složky magnetických toků ψ_{1d} a ψ_{1q} můžeme rozepsat dle následujících pravidel

$$\psi_{1d} = L_d i_{1d} \quad (20)$$

$$\psi_{1q} = L_q i_{1q} \quad (21)$$

Rozdělíme-li (19) na reálnou a jalovou složku, získáme napětí u_{1d} a u_{1q} , která představují napětí v jednotlivých osách RSS.

$$u_{1d} = R_S i_{1d} + L_d \frac{di_{1d}}{dt} + u_{de} \quad (22)$$

$$u_{1q} = R_S i_{1q} + L_q \frac{di_{1q}}{dt} + u_{qe} \quad (23)$$

kde proměnné u_{de} a u_{qe} představují

$$u_{de} = -L_q i_{1q} \omega_e \quad (24)$$

$$u_{qe} = L_d i_{1d} \omega_e + u_i \quad (25)$$

Napěťové složky u_{de} a u_{qe} tvoří tzv. křížové vazby. Cílem je získat dvě rovnice, které budou nastavovat magnetizaci stroje a jeho moment naprosto nezávisle na sobě. Z rovnic (22) a (23) je zřejmé, že tomu tak není. V regulační struktuře je tedy nutné učinit opatření, která křížové vazby eliminují. V praxi se problematika křížových vazeb řeší součtem členů u_{de} a u_{qe} s jejich vlastními členy, ale opačných znamének. Členy u_{de} a u_{qe} se tak jednoduše odečtou.

Indukčnosti L_d a L_q představují rotorové indukčnosti rotoru v příčném a podélném směru. Pokud má motor hladký rotor (jako v našem případě), lze provést určité zjednodušení. Indukčnost L_d a L_q mají stejnou velikost a rovnají se výsledné statorové indukčnosti L_S . Tedy

$$L_d = L_q = L_S \quad (26)$$

Vytknutím statorového odporu R_S z (22) a (23) a jejich následným podílením rovnic členem R_S , získáme vztah pro proud motoru. V rovnicích (27) a (28) bylo zároveň použito zjednodušení (26).

$$\tau_S \frac{di_{1d}}{dt} + i_{1d} = \frac{u_{1d}}{R_S} + \tau_S i_{1q} \omega_e \quad (27)$$

$$\tau_S \frac{di_{1q}}{dt} + i_{1q} = \frac{u_{1q}}{R_S} - \tau_S i_{1d} \omega_e - \frac{u_i}{R_S} \quad (28)$$

Proměnná τ_S představuje časovou konstantu statoru, kterou tvoří podíl L_S a R_S .

$$\tau_S = \frac{L_S}{R_S} \quad (29)$$

Velikost indukovaného napětí \underline{u}_i^R ze vztahu (19) je dána rovnicí

$$\underline{u}_i^R = j \underline{\Psi}_{PM} \omega_e \quad (30)$$

Kde ω_e je elektrická úhlová rychlost, která je přímo úměrná rychlosti otáčení magnetického statorového pole motoru. Elektrická úhlová rychlost ω_e může být rovna nebo vyšší než elektrická úhlová rychlost Ω_m . Tu ovlivňuje počet pólových dvojic (tzv. pólpáry) motoru. Vztah mezi elektrickou ω_e a mechanickou Ω_m úhlovou rychlostí je dán

$$\omega_e = p_p \Omega_m \quad (31)$$

Elektrická úhlová rychlost ω_e se získá derivací úhlu ε představující rozdíl mezi polohou SSS a RSS podle času.

$$\omega_e = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (32)$$

Podle pohybové rovnice motoru (33) určíme elektrický moment motoru M_e , který získáme přímo na hřídeli motoru (bez uvažování odporových sil, jako je tření nebo odpor vzduchu ventilátoru).

$$M_e = M_{PM} + M_d \quad (33)$$

M_d je dynamický moment motoru, který se projevuje pouze v přechodných stavech, jako je zrychlení nebo zpomalení. V ustálených stavech (konstantní rychlost) se M_d neprojeví. Složka pohybové rovnice zůstane nulová. Dynamickou složku pohybové rovnice tvoří celkový moment setrvačnosti J_C a derivace rychlosti podle času. Platí, že čím větší změna rychlosti nastane za jednotku času, tím více se projeví M_d .

$$M_d = J_C \frac{d\omega_m}{dt} \quad (34)$$

Moment motoru je dán obecným vztahem

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_d i_{1q} - \psi_q i_{1d}) = J_C \frac{d\omega_m}{dt} + M_{PM} \quad (35)$$

Kde složky toků ψ_d a ψ_q jsou definovány jako

$$\psi_d = L_d i_{1d} + \underline{\Psi}_{PM} \quad (36)$$

$$\psi_q = L_q i_{1q} \quad (37)$$

K podélné složce toku ψ_d je připočtena část magnetického toku $\underline{\Psi}_{PM}$, kterou vytváří samotný permanentní magnet umístěný na rotoru.

V případě, že synchronní motor nebude provozován ve stavu odbuzení, lze (35) zjednodušit do tvaru

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \psi_d i_{1q} = J_C \frac{d\omega_m}{dt} + M_{PM} \quad (38)$$

Pro zvýšení otáček motoru se motor odbuzuje tím, že složka proudu i_{ld} se sníží do záporných hodnot. V oblasti do jmenovitých otáček motoru se složka proudu i_{ld} udržuje na nulové hodnotě, tedy $i_{ld} = 0$. Ze vztahu (35) tak zmizí součin magnetického toku Ψ_d a proudu i_{ld} .

Jak již bylo zmíněno, pro zvýšení otáček je nutné motor odbudit. Docílí se tak snížení vektoru protinapětí \underline{u}_p . Výsledkem je zisk vyšších otáček nad jmenovitou hodnotu. Vyjádříme vztah pro vektor protinapětí \underline{u}_p .

$$\underline{u}_p = j\omega_e (L_d i_{ld} + jL_q i_{lq}) + j\omega_e \underline{\Psi}_{PM} \quad (39)$$

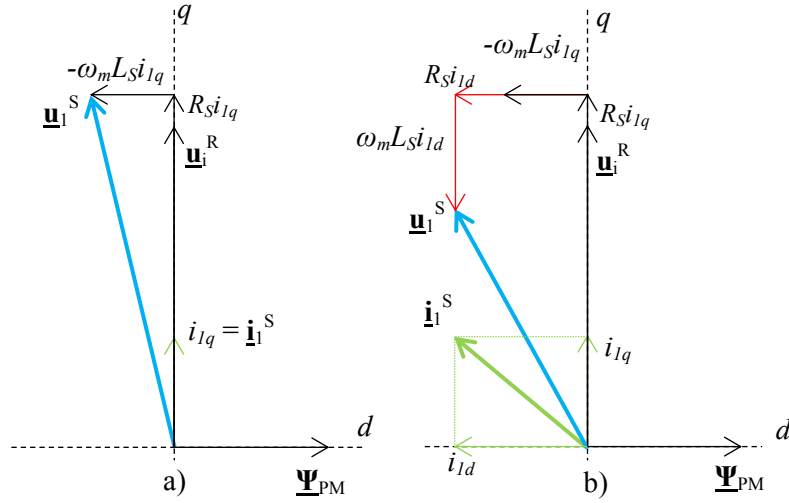
Po příslušných úpravách složek vztahu (1.39) získáme rovnici pro modul protinapětí u_p .

$$|\underline{u}_p| = \sqrt{\left(-\omega_e L_q i_{lq}\right)^2 + \left(-\omega_e L_d i_{ld} + \omega_e \underline{\Psi}_{PM}\right)^2} \quad (40)$$

Velikost $|u_p|$ se pohybuje v rozmezí

$$u_{p \max} = (0,8 \div 0,9) u_{l \max} \quad (41)$$

Abychom děje odbuzení dosáhli, je zapotřebí snížit hodnotu tokotvorného proudu i_{ld} z nulové hodnoty do hodnoty záporné. Na obr. 4 je zobrazeno rozložení jednotlivých vektorů napětí a proudů motoru. Stav před odbuzením představuje obr. 4a. Úbytky napětí na statorovém odporu R_s a indukčnosti L_s (respektive L_q) zde způsobuje pouze momentotvorná část proudu i_{lq} . Tokotvorná část statorového proudu je nulová. Situaci s nenulovou složkou tokotvorného proudu i_{ld} ukazuje obr. 4b. Působení tokotvorného proudu o záporné hodnotě způsobuje rovněž úbytky napětí na statorovém odporu R_s a indukčnosti L_s . Působením obou složek i_{lq} a i_{ld} statorového proudu \underline{i}_l^s došlo ke zmenšení vektoru statorového napětí \underline{u}_l^s . Z vektorového diagramu na obr. 4b je zároveň patrné, že zvětšením tokotvorné složky i_{ld} na nenulovou hodnotu se zároveň s ní prodloužila délka vektoru \underline{i}_l^s statorového proudu. Modul vektoru \underline{i}_l^s je nyní vyšší, což je doprovázeno zvýšením statorového proudu motoru. Statorový proud motoru nesmí dlouhodobě překročit jmenovitou hodnotu proudu, jinak by došlo k nadměrnému oteplení motoru. [3]



Obr. 4. Vektorový diagram prostorových vektorů statorového napětí \underline{u}_1^s a proudu \underline{i}_1^s ve stavu a) bez odbuzení motoru b) s odbuzením motoru

V praxi se často s rostoucí složkou i_{ld} do záporných hodnot upravuje hodnota momentotvorného proudu i_{lq} . Provádí se tak dle následující podmínky

$$i_{lq \max} = \pm \sqrt{i_{1 \max}^2 - i_{ld}^2} \quad (42)$$

Velikost proudu i_{ld} se nesmí nastavovat na příliš vysokou hodnotu. Zvýšením tokotvorné složky proudu i_{ld} nad únosnou mez by mohlo dojít ke zničení permanentních magnetů umístěných na rotoru. Vlivem působení magnetizačního toku Ψ_d vyvolaného tokotvorným proudem i_{ld} proti magnetickému toku permanentních magnetů rotoru $\underline{\Psi}_{PM}$ dojde k demagnetizaci permanentních magnetů a tím i k destrukci celého motoru. Změna je nevratná a je proto důležité, aby tato situace nenastala. Otázkou tedy zůstává, jakou maximální hodnotu proudu i_{ld} musíme zvolit. Předpokladem je, aby nebyl překročen jmenovitý proud motoru.

2.1.3 Princip vektorového řízení

Na obr. 5 je naznačeno principiální blokové schéma struktury vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Schéma se dělí do dvou částí, které představují část řídicí a výkonovou. Ze struktury je zřejmé, že převládá část řídicí, tedy ta část, zajišťující samotnou regulaci. [3]

požadované úrovni a zároveň ochránit motor před proudovým přetížením. Žádané hodnoty proudu $*i_{ld}$ a $*i_{lq}$ udávají nadřazené regulátory otáček (R_{ilq}) a odbuzení (R_{ild}). Regulační odchylka tokotvorného a momentotvorného proudu i_{ld} a i_{lq} je vedena do proudových regulátorů R_{ild} a R_{ilq} . Výstupem regulátorů R_{ild} a R_{ilq} je napětí u_{ld} a u_{lq} , určující vektor napětí \underline{u}_l^R . Pro zkvalitnění regulace je na výstupech regulátorů proudu R_{ild} a R_{ilq} umístěn součtový člen, kde dochází k součtu signálů u_{de} a u_{qe} s u_{ld} a u_{lq} . Jejich smyslem je odečet chybových veličin z regulace proudu (vztah 22 až 25). Za součtovými členy jsou signály u_{ld} a u_{lq} , vedoucí do bloku BVN1, zbavené křížové vazby. Účelem bloku BVN1 je zpětné natočení řídicího napětí u_{ld} a u_{lq} (získaných z hodnot proudu i_{ld} a i_{lq} , platí vztah 5 a 6) do stacionární soustavy SSS. Vznikají tak řídicí signály u_{la} a u_{lb} , které za pomoci bloku T2/3 převedeme na řídicí napětí u_{la} , u_{lb} a u_{lc} . Dále napětí u_{la} , u_{lb} a u_{lc} vedeme do bloku komparační PWM (KPWM), kde jsou porovnávána s řídicím pilovitým signálem. Na základě komparace referenčního pilovitého signálu a řídicích napětí dostáváme PWM signál, který následně pomocí šestice vodičů vedeme na spínací výkonové tranzistory měniče TM.

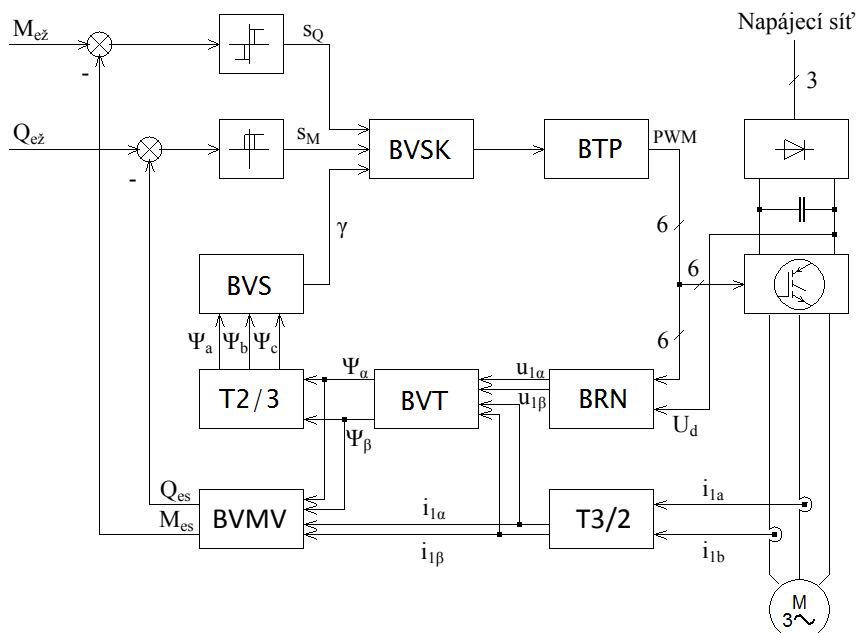
Regulátoru proudu R_{ilq} je předřazen regulátor otáček R_Ω . Na vstup otáčkového regulátoru přivádíme žádanou hodnotu otáček $*\Omega_m$, která je následně v rozdílovém členu porovnávána a rozdíl mezi žádanými otáčkami $*\Omega_m$ a skutečnými otáčkami Ω_m je veden do PI regulátoru otáček R_Ω jako regulační odchylka. Regulátor odchylku rychlosti vyhodnotí a podle toho zasáhne do regulační smyčky. Je-li skutečná rychlost Ω_m nižší než žádaná rychlost $*\Omega_m$, pak regulátor na svém výstupu zvýší žádanou hodnotu momentotvorného proudu $*i_{lq}$, čímž dojde ke zvýšení skutečné hodnoty proudu i_{lq} a tím i ke zvýšení otáček motoru Ω_m . V případě vyšších skutečných otáček Ω_m regulátor otáček hodnotu žádaného proudu $*i_{lq}$ naopak sníží a klesnou také skutečné otáčky motoru Ω_m . Výstup regulátoru otáček R_Ω je omezen oboustranným omezovačem proudu $*i_{lq}$, který je nastavován podle velikosti proudu $*i_{ld}$. Hodnota proudu i_{ld} je vedena přes blok VB2, který vypočítává maximální velikost momentotvorného proudu $*i_{lq}$ (dle vztahu 1.41), aby nedošlo k nadměrnému zvětšení celkového statorového proudu \underline{i}_l^S . Velikost \underline{i}_l^S je přímo úměrná hodnotám vektorového součtu proudů $*i_{ld}$ a $*i_{lq}$.

Regulátor odbuzení je typu I. Na jeho vstupu se nachází rozdílový člen porovnávající rozdíl mezi žádaným napětím $*u_{pmax}$ a skutečnou hodnotou modulu vektoru \underline{u}_p . Napětí \underline{u}_p je získáno z bloku VB1, jenž vypočítává na základě otáček motoru Ω_m a proudů i_{ld} a i_{lq} velikost vektoru napětí \underline{u}_p vytvářející se otáčením motoru. Blok VB1 provádí výpočet podle vztahu (40). Velikost $*u_{pmax}$ je volena s ohledem na velikost indukovaného protinapětí u_p a také s ohledem na vlastní parametry motoru. Úbytek na statorovém vinutí (konkrétně na statorovém odporu R_S a indukčnosti L_S) se pohybuje v rozmezí 10% až 20% z hodnoty statorového napětí \underline{u}_l^S , takže velikost $*u_{pmax}$ volíme v rozmezí 80% až 90% z \underline{u}_l^S (viz 41). Regulační odchylka je vedena do regulátoru R_{odb} , jehož výstupem je žádaná hodnota tokotvorného proudu $*i_{ld}$. Výstup regulátoru odbuzení R_{odb} je omezen asymetrickým omezovačem, který umožňuje zadávat nejvýše nulovou nebo zápornou hodnotu žádaného proudu $*i_{ld}$. Pro odbuzení motoru je vyžadována pouze záporná složka tokotvorného proudu $*i_{ld}$. Kladná část proudu $*i_{ld}$ je nežádoucí, neboť buzení obstarávají samotné permanentní magnety umístěné na rotoru.

2.2 Přímé řízení momentu (DTC)

Jiným typem moderního způsobu řízení synchronních pohonů s PM je metoda přímého řízení momentu motoru. Jedná se o poměrně novou metodu řízení, která spočívá v regulaci

magnetického toku a momentu stroje. Metoda je založena na teorii vektorového rozložení magnetických toků motoru ve statorovém souřadném systému. DTC však není tak rozšířená jako vektorové řízení pohonů.



Obr. 6. Blokové schéma algoritmu řízení synchronního motoru metodou přímého momentu

T2/3 – Parkové transformace, **BRN** – blok rekonstrukce napětí, **BVT** – blok výpočtu toku, **BVMV** – blok výpočtu momentu a výkonu, **T3/2** – inverzní Parkové transformace, **BVS** – blok vyhodnocení sektoru, **BVSK** – blok výpočtu spínací kombinace, **BTP** – blok tvorby pulsů

Algoritmus DTC je naznačen no obr. 6 [3]. Na první pohled je patrné, že struktura je mnohem jednodušší než algoritmus vektorového řízení. Chybí zde PI regulátory statorového proudu a rychlosti a místo nich jsou umístěny dvoustavové (hysterezní) regulátory jalového výkonu a momentu. Přitom vlastnosti – např. rychlost odezvy soustavy na dynamické změny – zůstávají zachovány jako v případě vektorového řízení. Algoritmus však vyžaduje výkonný řídicí mikropočítačový systém. Ve struktuře DTC není obsažen snímač rychlosti ani polohy hřídele motoru. To zvyšuje robustnost systému a jeho spolehlivost. Jedná se o typ bezsenzorového řízení, který se v dnešní době stále vyvíjí. Cílem je vytvářet regulační struktury s pohony bez snímačů a tím eliminovat slabá místa pohonů (zvýšení odolnosti proti rušení, zvýšit spolehlivost, aplikovat pohony do agresivních prostředí,...)

Struktura je založena na výpočtu jalového výkonu Q_e a momentu motoru M_e z naměřených hodnot proudů ($i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$) a napětí ($u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$) na statoru motoru dle vztahů (43, 44) [3].

$$M_e = \frac{3}{2} p_P (\psi_\alpha i_{1\beta} - \psi_\beta i_{1\alpha}) \quad (43)$$

$$Q_e = \frac{3}{2} \omega_e p_p (\psi_\alpha i_{1\beta} - \psi_\beta i_{1\alpha}) \quad (44)$$

Požadavkem je, aby změřené veličiny neobsahovaly šum nebo rušení, jinak by v opačném případě hrozil chybný výpočet statorového toku $\underline{\Psi}_1^S$. Problematické je měření statorového napětí, které je nespojité (nabývá pouze kladné, záporné a případné nulové hodnoty). Proto se jeho velikost dopočítá z velikosti napětí U_d v meziobvodu měniče a spínací kombinace tranzistorů (viz obr. 5). Napětí se rekonstruuje v bloku BRN. Velikost statorového proudu i_{1a} a i_{1b} je měřeno proudovými čidly a následně v bloku T3/2 převedeno do SSS. Odhad velikosti a polohy statorového magnetického toku Ψ_{1a} a Ψ_{1b} se provede v BVT. Ten na základě znalosti napětí u_{1a} , u_{1b} a proudu i_{1a} , i_{1b} provede výpočet dle následujícího vztahu (45).

$$\underline{\Psi}_1^S = \int (\underline{u}_1^S - R_s \underline{i}_1^S) dt \quad (45)$$

Složky magnetického toku statoru Ψ_{1a} a Ψ_{1b} pak dále vstupují do bloku BVMV, ve kterém se provede vyhodnocení skutečných složek jalového výkonu Q_{es} a momentu motoru M_{es} . Magnetický tok Ψ_{1a} a Ψ_{1b} je zároveň transformován na jednotlivé složky Ψ_a , Ψ_b a Ψ_c v bloku T2/3 a následně v bloku BVS se vyhodnotí poloha γ prostorového vektoru $\underline{\Psi}_1^S$. Poloha γ neurčuje plnohodnotně úhel natočení, ale pouze sektor, ve kterém se magnetický tok $\underline{\Psi}_1^S$ nachází. Podle toho se určí spínací kombinace. Vyhodnocení úhlu γ na základě polarit toků Ψ_a , Ψ_b a Ψ_c je uvedeno v tabulce tab. 1 [3].

Tab. 1. Vyhodnocení úhlů na základě polarit magnetických toků

$\gamma \rightarrow$ sektor	signum Ψ_a	signum Ψ_b	signum Ψ_c
$-30^\circ \div 30^\circ \rightarrow \text{I}$	+	-	-
$30^\circ \div 90^\circ \rightarrow \text{III}$	+	+	-
$90^\circ \div 150^\circ \rightarrow \text{II}$	-	+	-
$150^\circ \div 210^\circ \rightarrow \text{VI}$	-	+	+
$210^\circ \div 270^\circ \rightarrow \text{IV}$	-	-	+
$270^\circ \div 330^\circ \rightarrow \text{V}$	+	-	+

Žádané hodnoty jalového výkonu $Q_{e\check{z}}$ a momentu $M_{e\check{z}}$ jsou vedeny společně se skutečnými hodnotami momentu motoru M_{es} a Q_{es} do rozdílových členů. Regulační odchylky stavových veličin vyhodnocují dvoustavové hysterezní regulátory momentu a jalového výkonu podle pravidla (46, 47)

$$\begin{aligned} (M_{es} - M_{e\check{z}}) > HM &\Rightarrow s_M = 1 \\ (M_{es} - M_{e\check{z}}) < HM &\Rightarrow s_M = 0 \end{aligned} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} (Q_{es} - Q_{e\check{z}}) > HQ &\Rightarrow s_Q = 1 \\ (Q_{es} - Q_{e\check{z}}) < HQ &\Rightarrow s_Q = 0 \end{aligned} \quad (47)$$

Podle stavu hysterezních regulátorů s_Q , s_M a úhlu natočení γ určí spínací kombinace spínacích prvků měniče. To se provede v bloku BVSK Kombinace jednotlivých napětíových vektorů u_0 až u_7 pro kladný a záporný směr otáčení jsou naznačeny v tab. 2 a tab. 3 [3].

Tab. 2. Spínací kombinace jednotlivých napěťových vektorů pro kladný směr otáčení

$\gamma \rightarrow$ sektor	s_Q	1	0	1	0
	s_M	1	1	0	0
$-30^\circ \div 30^\circ \rightarrow$ I		\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_7	\underline{u}_0
$30^\circ \div 90^\circ \rightarrow$ III		\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_0	\underline{u}_7
$90^\circ \div 150^\circ \rightarrow$ II		\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_7	\underline{u}_0
$150^\circ \div 210^\circ \rightarrow$ VI		\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_0	\underline{u}_7
$210^\circ \div 270^\circ \rightarrow$ IV		\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_7	\underline{u}_0
$270^\circ \div 330^\circ \rightarrow$ V		\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_0	\underline{u}_7

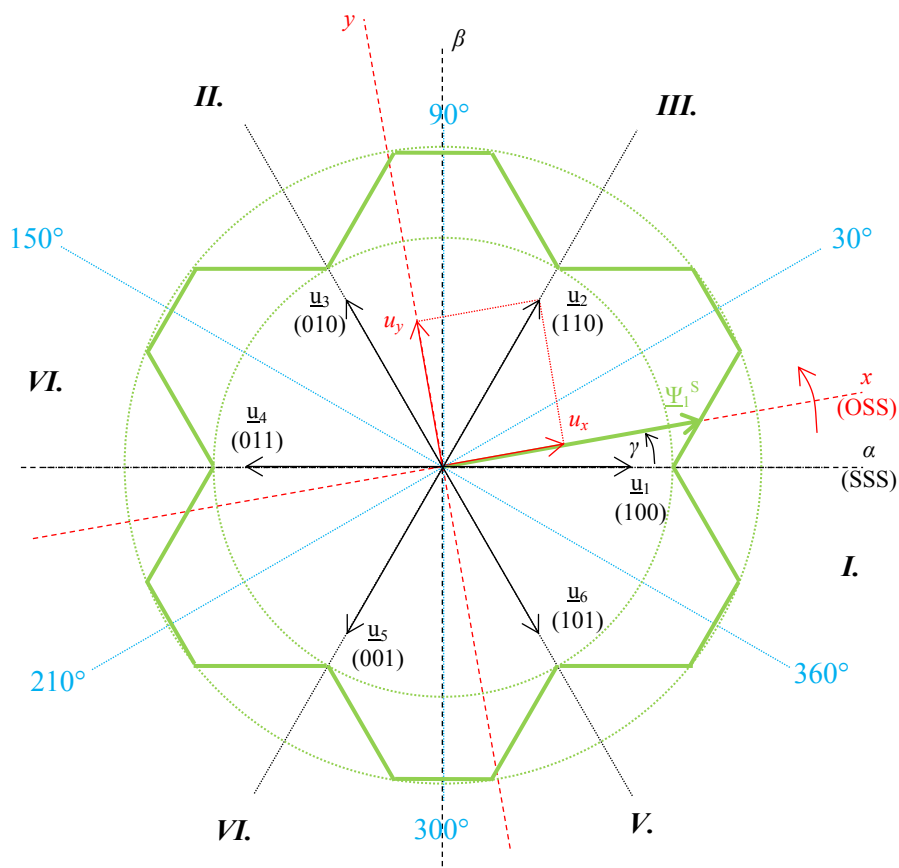
Tab. 3. Spínací kombinace jednotlivých napěťových vektorů pro záporný směr otáčení

$\gamma \rightarrow$ sektor	s_Q	1	0	1	0
	s_M	1	1	0	0
$-30^\circ \div 30^\circ \rightarrow$ I		\underline{u}_6	\underline{u}_5	\underline{u}_7	\underline{u}_0
$30^\circ \div 90^\circ \rightarrow$ III		\underline{u}_5	\underline{u}_4	\underline{u}_0	\underline{u}_7
$90^\circ \div 150^\circ \rightarrow$ II		\underline{u}_4	\underline{u}_3	\underline{u}_7	\underline{u}_0
$150^\circ \div 210^\circ \rightarrow$ VI		\underline{u}_3	\underline{u}_2	\underline{u}_0	\underline{u}_7
$210^\circ \div 270^\circ \rightarrow$ IV		\underline{u}_2	\underline{u}_1	\underline{u}_7	\underline{u}_0
$270^\circ \div 330^\circ \rightarrow$ V		\underline{u}_1	\underline{u}_6	\underline{u}_0	\underline{u}_7

Na obr. 7 je znázorněno vektorové rozložení satorových napětí a toků. Vektory \underline{u}_0 až \underline{u}_7 představují vektory napětí při všech možných kombinacích sepnutí tranzistorů. Vektory \underline{u}_0 a \underline{u}_7 jsou nulové vektory a vektory \underline{u}_1 až \underline{u}_6 jsou aktivní vektory, podílející se na tvorbě magnetického toku $\underline{\Psi}_1^S$. Spínáním vektorů podle tabulky tab. 2 a tab. 3 docílíme vytvoření trajektorie, po které se bude vektor satorového toku $\underline{\Psi}_1^S$ pohybovat. Magnetický tok rotoru $\underline{\Psi}_{PM}$ jej sleduje.

Hodnotu jalového výkonu Q_e a momentu M_e udržuje dvojice hysterezních dvoupolohových regulátorů, jejichž výstup je žádaná hodnota stavů s_Q a s_M ovlivňující moment stroje a jeho magnetizaci. Velikost magnetického toku satoru je regulována dvouhodnotovým hysterezním regulátorem, který ji udržuje v určitém rozmezí danou velikostí nastavené hystereze. V diagramu (obr. 7) je hysterezní pásmo dáno prostorem mezikruží. Pro danou situaci vyznačenou v diagramu, kdy se satorový tok pohybuje v kladném směru (v protisměru hodinových ručiček), dochází k opakovanému spínání dvou sousedních vektorů (\underline{u}_2 a \underline{u}_3). Hodnota satorového toku $\underline{\Psi}_1^S$ v mezikruží opakovaně stoupá a klesá (podle hodnot v tab. 2 nebo tab. 3). Pro optimální řízení synchronního motoru je nezbytné, aby jalový výkon motoru Q_e byl regulován na nulovou hodnotu. Řízení momentu je provedeno spínáním nulových

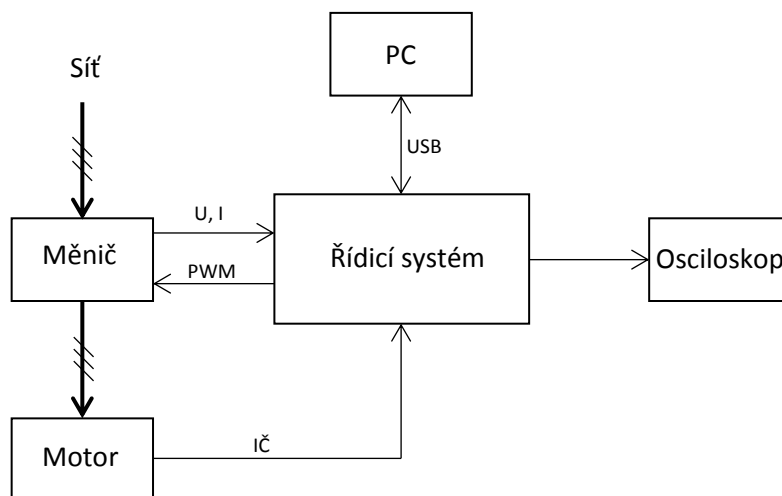
vektorů $\underline{\mathbf{u}}_0$ a $\underline{\mathbf{u}}_7$, čímž se docílí zpomalení otáčení magnetického toku statoru $\underline{\Psi}_1^S$ a tím i zmenšení momentu motoru.



Obr. 7. Vyjádření prostorových vektorů napětí a trajektorie statorového toku ψ_1

3 Realizace algoritmu vektorového řízení

Pro laboratorní účely byl navržen algoritmus vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Program byl vytvořen pro řídicí systém se signálovým procesorem TMS30F28335 od firmy Texas Instruments. Stanoviště se sestává ze samotného řídicího systému, frekvenčního měniče s napěťovým meziobvodem a motorového soustrojí. To je sestaveno ze synchronního servomotoru 1FK7063-5AF1 od firmy SIEMENS [8], [9] a asynchronního motoru. Součástí laboratorního stanoviště je mimo jiné také PC, s jehož pomocí se program nahrává do řídicího systému a zároveň s ním probíhá komunikace pro nastavení požadovaných parametrů pohonu. Blokové schéma zapojení laboratorního stanoviště je zobrazeno na obr. 8.



Obr. 8. Blokové schéma laboratorního stanoviště se synchronním motorem s permanentními magnety

Řídicí systém umožňuje dva módy vektorového řízení, a to v režimu standardním s regulátorem otáček (jak je naznačeno v blokovém schématu na obr. 5) nebo v režimu momentového řízení. Ze struktury lze vyjmout regulátor otáček a zadávat hodnotu přímo do jeho podřazeného regulátoru. Tou je smyčka proudu i_{lq} , která vytváří moment stroje. Obdobně lze postupovat i v případě regulátoru odbuzení, čímž dosáhneme fyzického zadávání konkrétní hodnoty tokotvorného proudu i_{ld} .

3.1 Přípravky převodníků signálů

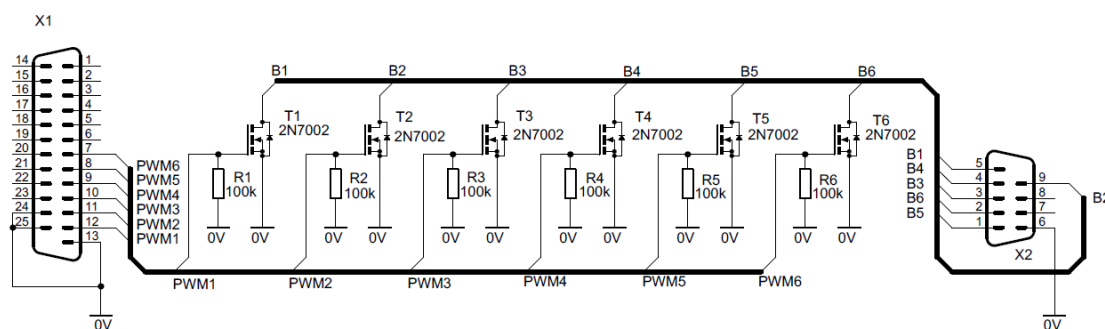
Aby bylo možné pomocí mikropočítačového systému řídit a korektně zpracovávat signály, bylo nutné vytvořit přípravky převodníků signálů, které upravují napěťové úrovně dle potřeby k připojeným zařízením. Jedná se konkrétně o převodníky signálu pro budiče tranzistorů výkonového měniče a inkrementální čidlo umístěné uvnitř motoru. Posledně jmenovaný přípravek, který byl použitý u původní verze řídicího systému s mikrokontrolérem TMS320F2812 [10], nesplňoval požadavky pro propojení s novým řídicím systémem na bázi mikrokontroléru TMS320F28335. Proto byla vyrobena nová verze převodníku signálu, jehož předností je kompaktní provedení, vyšší spolehlivost, robustnost a odolnost vůči rušení.

Podrobná dokumentace schémat zapojení přípravků a jejich návrhů plošných spojů je uvedena v příloze.

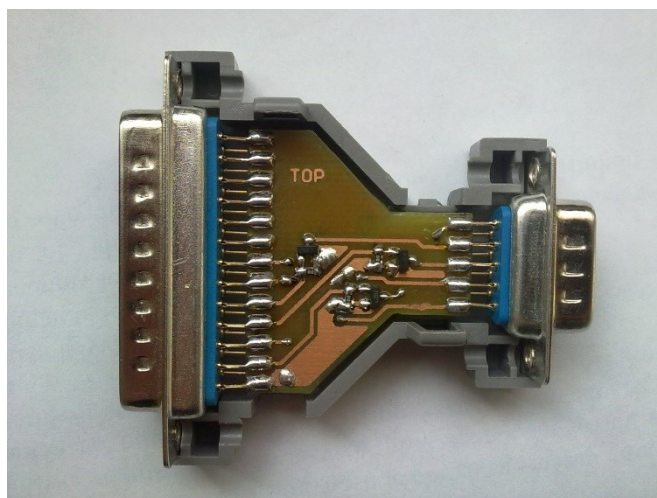
3.1.1 Přípravek úpravy signálů PWM

Jako první zde bude popsán přípravek úpravy PWM signálu pro výkonový měnič. Tento slouží k úpravě signálu o hodnotách CMOS na CMOS s otevřeným kolektorem. Deska budičů tranzistorů střídače je navržena tak, aby její vstupy PWM mohly být připojeny k hradlu (umístěném v řídicím systému) s otevřeným kolektorem. Deska stávajícího řídicího systému je vybavena standardními budiči sběrnice s plnohodnotnými komplementárními výstupy. Přímé propojení řídicího systému s budiči by možné bylo, ale jen při dodržení napěťových úrovní napájecího napětí jak v samotném řídicím systému, tak i v řídicích obvodech střídače. Jelikož je každé zařízení napájeno vlastním zdrojem, není zde zaručena jistota identických hodnot napájecích napětí. V opačném případě by hrozilo nekontrolovatelné sepnutí výkonových tranzistorů střídače (možné je i sepnutí tranzistorů v jedné větvi), čímž hrozí zkrat a znemožnění funkce střídače nebo také jeho samotné zničení. Proto musel být vytvořen přípravek, aby tomuto zamezil.

Přípravek převodníku PWM signálu obsahuje 6 tranzistorů MOSFET a 6 rezistorů. Ty poskytují ochranu před náhodným sepnutím některého z tranzistorů v případě odpojení převodníku od řídicího systému. Schéma převodníku je zobrazeno na obr. 9. Jedná se o jednoduché zapojení tranzistorů se společným emitorem. Konstrukční provedení je řešeno tak, aby mohl být přípravek instalován přímo v konektoru (jako redukce). Tím se zamezí jeho mechanickému poškození. Vstup je řešen přes konektor CANON25-M (též známý jako LPT port pro připojení tiskárny či skeneru k PC) a výstup je řešen pomocí konektoru CANON9-M (kabel pro sériovou linku RS232 v PC). Zapojení konektorů umožňuje připojit přípravek k měniči nebo k řídicímu systému přímým kabelem bez křížení vodičů. Konstrukční provedení pak ukazuje fotografie na obr. 10.



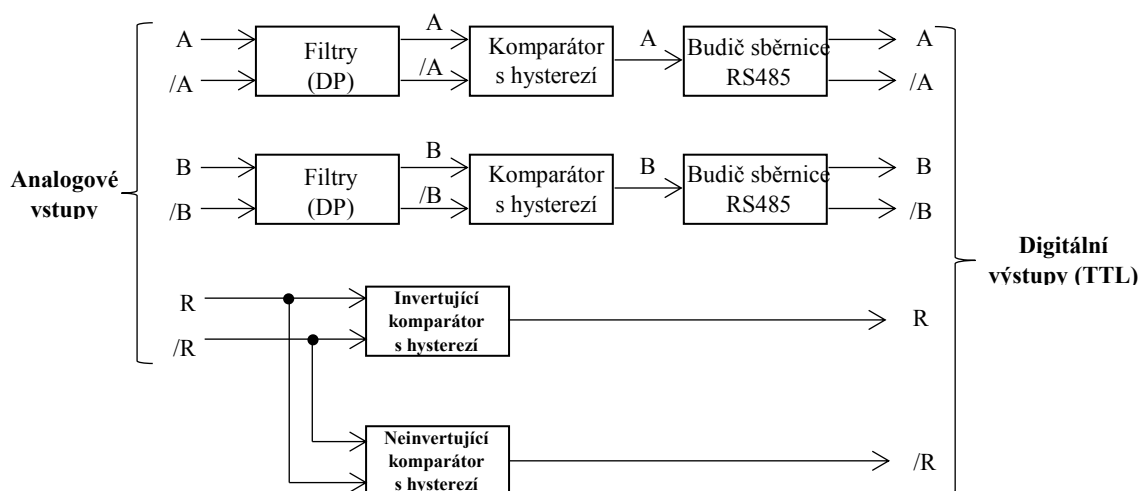
Obr. 9. Schéma zapojení převodníku napěťových úrovní CMOS pro signály PWM výkonového měniče



Obr. 10. Konstrukční provedení hotového převodníku napěťových úrovní výkonového měniče

3.1.2 Přípravek úpravy signálů inkrementálního čidla

Převodník k inkrementálnímu čidlu upravuje spojitý analogový signál harmonického průběhu jdoucí z čidla v motoru na digitální průběh obdélníkový v úrovních TTL (tedy log. 1 odpovídá hladině +5V a log. 0 odpovídá napětí 0V). Pro názornost je na obr. 11 znázorněno blokové schéma zapojení přípravku.

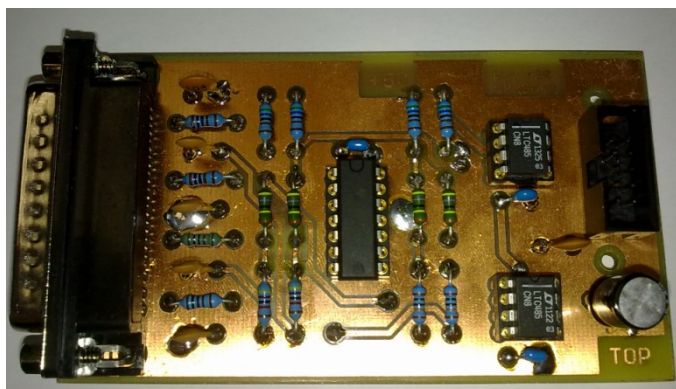


Obr. 11. Převodník pro inkrementálního čidla k převodu analogového signálu na digitální

Signály vedené z inkrementálního čidla mají harmonický průběh o amplitudě cca 0,3V a offsetu signálu přibližně 2,5V. Platí to jak pro signál *A* (sinusový průběh), tak signál *B* (cosinusový průběh) i signál *R* (referenční značka – jeden impuls na otáčku hřídele). Všechny zmíněné signály jsou nezbytné pro určení polohy a směru otáčení hřídele a je nutné jejich úroveň upravit. Všechny signály mají kromě svého originálního průběhu i průběh negovaný (například k průběhu *A* existuje negovaný průběh */A*, který má fázi harmonického signálu otočenou o 180° a napěťové úrovně zůstávají zachovány, pro ostatní signály platí totéž) a tvoří tak jakési

symetrické vedení. Tohoto bylo využito ke komparaci signálů bez použití nastavovacích prvků. Signály $A(/A)$ a $B(/B)$ jsou přiváděny po vyfiltrování na vstupy komparátorů, které převádějí harmonický signál na obdélníkový. Ten je v případě vstupů A a B poslán na budič sběrnice RS485, jehož účelem je zlepšit strmost náběžných a sestupných hran signálu A a B . Navíc tvoří symetrické výstupy pro signály A , $/A$ a B , $/B$. V případě výstupu pro referenční značku R je situace odlišná. Signály R a $/R$ přivedené na vstup převodníku jsou vedeny na dvojici komparátorů, z nichž jeden je neinvertující a druhý invertující. Na výstupu neinvertujícího komparátoru vzniká upravený signál R a na výstupu invertujícího komparátoru vzniká signál $/R$ o požadovaných úrovních.

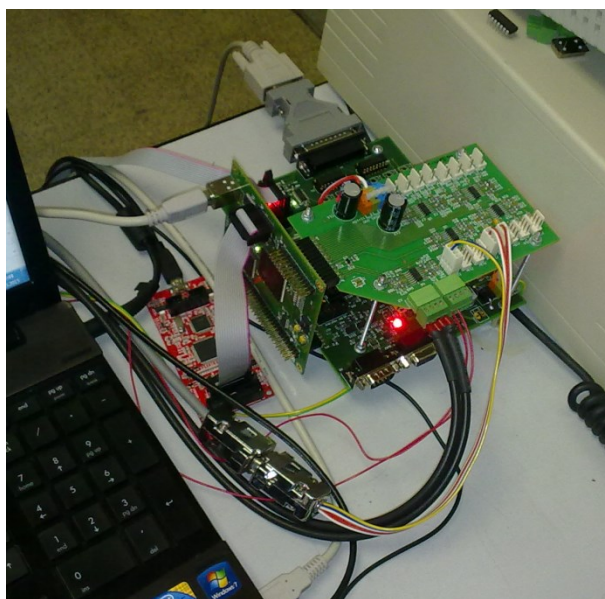
Realizovaná konstrukce převodníku je pak zobrazena na obr. 12. Vstup je řešen pomocí konektoru CANON25-M, který se připojuje na originální kabel k inkrementálnímu čidlu od firmy SIEMENS [9], [10]. Výstup převodníku je v provedení deseti pinového konektoru se zámkem pro samořezné konektory. Převodník se s řídicím systémem propojuje plochým deseti žilovým kabelem. Vzhledem k tomu, že výstup převodníku má symetrické vedení, je možné pro propojení převodníku s řídicím systémem použít delší plochý kabel. Rušení se v tomto případě neprojevuje.



Obr. 12. Provedení převodníku napěťových úrovní pro inkrementální čidlo motoru

3.2 Mikropočítačový řídicí systém

Srdcem celého řídicího systému je signálový mikrokontrolér TMS320F28335 vytvořený firmou Texas Instruments. Jedná se o poměrně výkonný mikrokontrolér pracující v plovoucí řádové čárce [11]. Taktovací frekvence dosahuje hodnoty 150MHz, což odpovídá času přibližně 6,67ns jednoho strojového cyklu. Šířka slova dosahuje 32 bitů. Vybavenost periferiemi předurčuje jeho použití pro řízení a regulaci elektrických pohonů. Na výběr jsou zde kromě velkého množství komunikačních rozhraní také 64 vstupně/výstupních pinů, až 18 zdrojů PWM signálů, trojice 32 bitových časovačů, 16 vstupů A/D převodníků s délkou konverze 80ns, rozhraní JTAG pro ladění, Watchdog, 256kB Flash paměť a mnoho dalších.



Obr. 13. Provedení mikropočítačového systému pro vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Fotografie mikropočítačového systému je zobrazena na obr. 13. Konstrukce se skládá ze tří desek plošných spojů. Základní deska umístěná na boční straně řídicího systému obsahuje samotný mikrokontrolér a několik podpůrných obvodů důležitých pro samotnou funkci procesorové desky. Je zde umístěno rozhraní JTAG, sloužící k programování a doladování vytvořeného algoritmu přímo v procesoru. Tvorba algoritmu a ladění se provádí vývojovým softwarem Code Composer Studio v5.2.1. Komunikace s nadřazeným systémem probíhá pomocí USB rozhraní. Z těchto důvodů je základní deska vybavena USB konektorem pro nastavení požadovaných hodnot pohonu, parametrů regulátorů a výstupů řídicího systému.

Další část systému tvoří deska digitálních vstupů a výstupů. Nachází se v dolní části řídicího systému a slouží k přizpůsobení číslicových signálů vstupujících a vystupujících z řídicího systému. Je zde umístěn konektor výstupních signálů určených pro výkonový měnič, dále konektory pro komunikaci (SCI, SPI), konektor pro připojení inkrementálního čidla motoru a zdrojová část. Ta napájí celý řídicí systém. K napájení postačí jediný zdroj napětí o hodnotě 24V. To lze obstarat regulovatelným laboratorním zdrojem.

Poslední částí je analogová deska obsahující 16 analogových vstupů, z nichž polovinu tvoří rozhraní pro napětí do $\pm 5V$ a druhá polovina pro $\pm 1V$. Převodník má šířku datového slova 12 bitů. Součástí analogové desky je i čtyřkanálový výstup pro D/A převodník s napěťovým rozsahem $\pm 10V$. Šířka slova D/A převodníku dosahuje také 12 bitů. D/A převodník i A/D převodník jsou součástí procesorové desky.

Vzhledem k velkému množství vstupních periférií zde budou popsány nejdůležitější vlastnosti a nastavení těchto periférií, které byly použity v regulační struktuře. Jedná se pouze o hrubý popis nastavení a jejich funkce. Detailnější popis nastavení periférií uvádí komentář algoritmu vektorového řízení.

3.2.1 Periferie A/D převodníku

Periferie A/D převodníku slouží ke konverzi analogové hodnoty na digitální číslo. A/D převodník obsahuje 16 analogových vstupů, na které lze přivést napětí v rozmezí 0V až +3V. Taktovací frekvence převodníku dosahuje 12,5MHz (tedy 80ns), během které se provede celá jedna konverze. Převod lze spustit dvěma způsoby. První volbou je softwarové spuštění, na základě napsaného algoritmu, kdy start převodu obstará samotný program. Jinou možností spuštění je použití startu konverze od některého periferního zařízení. Pro naše účely se spuštění provádí z PWM modulu. Mikrokontrolér obsahuje celkem dva A/D převodníky, které mohou být konfigurovány jako dva nezávislé převodníky, kdy 8 vstupů je použito pro jeden převodník a zbylých 8 vstupů pro druhý převodník. Oba pracují zcela nezávisle na sobě. Jiná konfigurace (která byla použita v algoritmu vektorového řízení) je kaskádní uspořádání obou A/D převodníků. V tomto případě se postupně provede konverze všech šestnácti kanálů za sebou. Vzhledem ke krátké době konverze jednoho kanálu (80ns) vzniká při měření zanedbatelný fázový posun. Ten však měření významně neovlivní, především při měření fázových proudů i_{1a} a i_{1b} . Výsledek převodu se uloží do výsledkového registru pro jeho další zpracování. Po dokončení konverze se vyvolá přerušení, ve kterém je vykonáváno samotné vektorové řízení pohonu. [12]

3.2.2 Periferie modulu PWM

Rozhraní PWM slouží k modulování výstupního napětí (měniče) na základě řídicího a modulačního signálu. Periferie obsahuje celkem 6 plnohodnotných PWM modulů, které lze provozovat každý samostatně nebo je mezi sebou vzájemně spojit. Součástí každého modulu tvoří časovač, který je nastaven do módu up and down (tedy čítání nahoru a dolů). Výklad omezím na jeden z modulů, zbylé jsou ekvivalentní. Obsah registru čítače se periodicky zvyšuje a snižuje. Tímto se nastaví také modulační frekvence PWM. Ta je nastavena na 10kHz. Hodnota komparačního registru PWM modulu se obnoví vždy, když čítač dosáhne nulové hodnoty. Po dosažení maximální nebo nulové hodnoty čítače se vždy generuje přerušení, které spustí konverzi A/D převodníku. Frekvence spouštění A/D převodníku je tedy dvojnásobná (20kHz) v porovnání s frekvencí obnovování hodnot PWM. [13], [14]

Periferie obsahuje celkem 6 plnohodnotných modulů PWM, kde vždy jeden z nich obsluhuje horní a dolní tranzistor jedné fáze měniče (tzv. tranzistor TOP a BOTTOM). Pro náš případ trojfázového měniče jsou vybrány moduly 1 až 3. Ty jsou mezi sebou synchronizovány, a to v pořadí od prvního modulu (ten je v režimu master) přes druhý, třetí až poslední šestý. Zbylé moduly (druhý až šestý) jsou v režimu slave. Synchronizace tvoří důležitý prvek pro obnovování hodnot čítačů všech PWM modulů. Ty musí pracovat synchronně a nastavovat svou hodnotu podle hlavního (master) modulu PWM. Moduly umožňují nastavení tzv. mrtvé doby. Podle naší potřeby byla mrtvá doba nastavena na 5μs.

3.2.3 Periferie sběrnice SCI

Tato sběrnice je také známa pod označením UART a slouží k asynchronnímu přenosu dat po sériové lince. U našeho mikropočítačového systému tvoří důležitou součást pro komunikaci mezi PC a mikrokontrolérem samotným. Rozhraní UART se používá ve spojení s rozhraním RS232, které nebývá často používané a mnoho PC jimi již nedisponuje. Proto je v mikroprocesorovém systému této sběrnici předřazen převodník USB/TTL-UART, umožňující propojení PC a řídicího systému prostřednictvím USB. Přenosová rychlost byla volena s ohledem na podmínky provozu (oblast se silným rušením) na rychlost 5,6 kbaudů. Datový rámec má 8 bitů a jeden adresový bit, sloužící pro multiprocesorovou komunikaci. Konec

datového rámce obsahuje jeden STOP bit bez parity. Komunikace s nadřazeným systémem (tj. PC) probíhá každých 250ms. [15]

3.2.4 Periferie sběrnice SPI

SPI rozhraní se používá ke komunikaci se synchronním sériovým přenosem dat. Umožňuje na jednu sběrnici připojit více zařízení, u nichž musí být definována hierarchie. Jediné zařízení smí být v módu master, zbytek zařízení slave. V tomto případě slouží SPI sběrnice pro komunikaci a předávání dat s D/A převodníkem. Jeden rámec slova pro D/A má šířku 24 bitů, pomocí nichž jsou převodníku předána konverzovaná data a adresa výstupu. Procesor obsahuje synchronizační generátor generující signál o frekvenci 50MHz. Podle tohoto signálu je také synchronizován příjem dat D/A převodníku. Rychlost posílání dat na výstup SPI periferie však určuje rychlost regulační smyčky. Ta je odvozena od přerušení A/D převodníku s frekvencí 20kHz. To znamená, že rámce posílané na výstup D/A převodníku se obnovují 20 000 krát za vteřinu. [16]

3.2.5 GPIO rozhraní

Rozhraní GPIO je označováno jako univerzální vstupně výstupní rozhraní. GPIO obsahuje 64 plnohodnotných vstupně výstupních pinů použitelných pro všeobecné aplikace. Rozhraní GPIO pro algoritmus vektorového řízení našlo využití pouze pro ovládání dvojice LED diod, které signalizují stav mikropočítačového řídicího systému. První z nich bliká frekvencí 5Hz a signalizuje chod programu. Druhá LED indikuje otáčení motoru. Průchodem hřídele motoru přes referenční značku inkrementálního čidla je tento stav v procesoru indikován změnou stavu svícení LED diody. To se jeví jako praktické především při ručním nastavení výchozí polohy hřídele. Rozhraní GPIO obstarává mimo jiné hardwarové spuštění výstupů PWM modulů. Ty se blokují při prvním připojení systému k napájení (jejich výchozí stav) a pro aktivaci výstupů se musí programově výstup PWM odblokovat. [17]

3.2.6 Periferie eQep

Periferie eQep slouží k propojení inkrementálního čidla pohonu k mikropočítačovému systému. Rozhraní je nastaveno tak, aby umožňovalo tzv. kvadrurní provoz. To uměle (s použitím hardwaru mikrokontroléru) umožní zvýšit počet impulsů inkrementálního čidla na otáčku 4x. S použitím daného motoru, který má 2048 impulsů na jednu otáčku hřídele, získáme v kvadrurním módu 8192 impulsů na otáčku, což je výhodné pro určení rychlosti otáčení rotoru. Dále je u periferie aktivována funkce inicializace registru pozice hřídele při průchodu nulovacím (referenčním) bodem. Zapsaná hodnota však nebude nulová, ale bude obsahovat offset, a to hodnotu 1024. Je to způsobeno použitím přípravku pro úpravu signálu PWM a také částečnou změnou původního algoritmu (kostry) programu. [18]

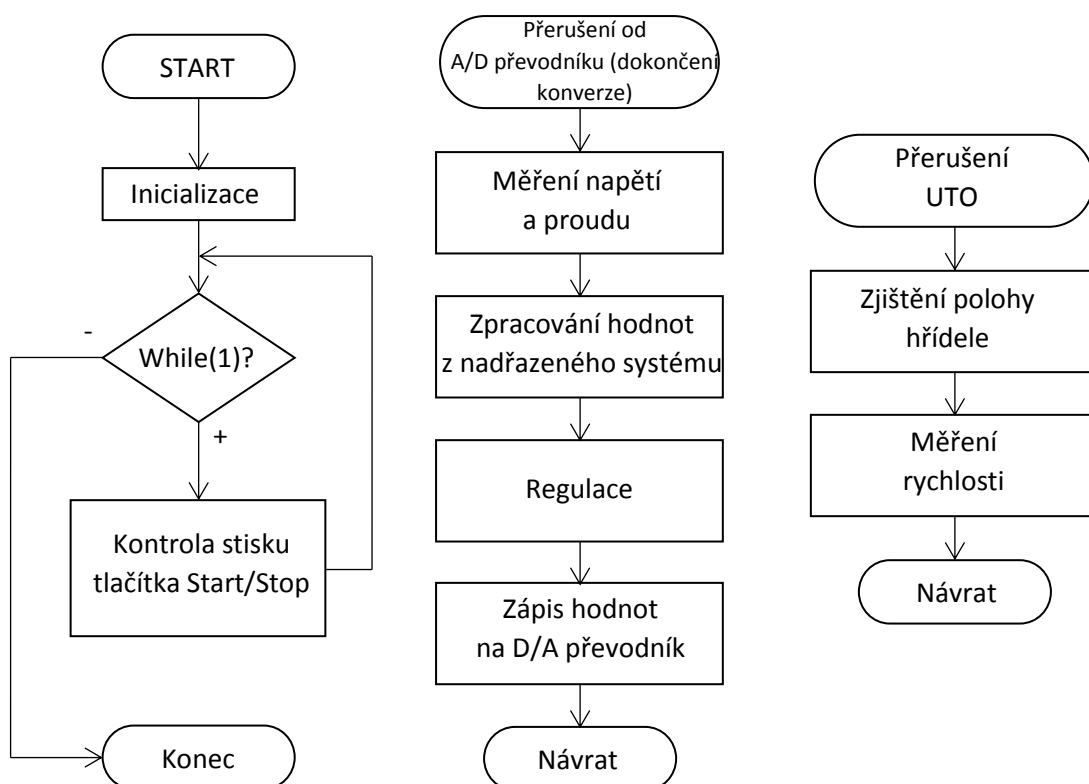
3.2.7 Přerušení mikrokontroléru (PIE)

Systém přerušení mikroprocesoru má celkem 96 zdrojů převážně od periférií, které jsou rozděleny do dvanácti skupin po osmi. V každé osmici je možné jednotlivé zdroje přerušení aktivovat či deaktivovat pomocí registru nebo ovládat celou skupinu. Přerušení se indikuje pomocí tzv. vlajek, které je nutné po vykonání rutiny přerušení deaktivovat. Pro účely algoritmu vektorového řízení byly navíc naprogramovány dva zdroje přerušení, a to od časovače 0, který zajišťuje kontinuální rozsvícení a zhasínání LED diody v intervalu periody každých 100ms. V situaci, kdy by se program dostal do nedefinovaného stavu, obsluha přerušení by se přestala vykonávat a LED by setrvala v rozsvíceném nebo zhasnutém stavu. Druhá smyčka obsluhuje

jednu z periférií QEP pro určení rychlosti otáčení hřídele. Smyčka se vykonává každých 5ms. [17]

3.3 Popis algoritmu vektorového řízení

Základní struktura algoritmu vektorového řízení je zobrazena na obr. 14. Skládá se z jedné hlavní smyčky, kde se vykonává hlavní program, a několika smyček přerušení. Pro přehlednost jsou zde znázorněny pouze smyčky, které se na regulaci přímo podílejí. Nejsou zde uváděna přerušení jako komunikace sběrnice SCI nebo přerušení časovače indukující chod programu.



Obr. 14. Principiální schéma algoritmu vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Po startu hlavního programu obr. 14 jsou inicializovány všechny potřebné periferie, jako A/D převodník, SPI a SCI komunikační rozhraní, PWM modul, eQep modul apod. Po této rutině program vstoupí do nekonečné smyčky, která je vykonávána nepřetržitě. Ve smyčce se pouze kontroluje stisk tlačítka ROZBĚH/STOP umístěného v ovládacím rozhraní pro PC. Tímto dochází k aktivaci nebo deaktivaci fyzického výstupu PWM řídicího systému.

Smyčka přerušení A/D převodníku vykonává celou regulaci a vektorové řízení. Je zde rovněž obstarána úprava změřených hodnot do požadovaných tvarů, zápis hodnot do D/A převodníku přes SPI rozhraní a jiné. Regulační smyčka je vykonávána po dokončení konverze od A/D převodníku. Po dokončení měření se vyvolá přerušení, ve kterém se vykoná regulace a vektorové řízení pohonu. Start konverze obstarává periferie PWM. Podnět pro spuštění konverze je dán dosažením dna nebo vrcholu čítače v PWM modulu. Obsah registru čítače je periodicky inkrementován a dekrementován tak, aby dna či vrcholu bylo dosaženo každých

50 μ s. Frekvence vykonávání regulační smyčky je dána touto dobou - tedy 20kHz. Podrobnosti jsou uvedeny v kap. 3.2.1 a 3.2.2.

Jednotka UTO je součástí periferie eQep, jenž obsahuje časovač pro pravidelné vyčítání polohy za určitý čas. Jeví se tedy jako vhodná pro určování rychlosti otáčení hřídele motoru. Časovač byl nastaven na hodnotu 5ms, během kterých se pravidelně vykonává přerušení. Rutina zjistí velikost změny polohy, ke které došlo od posledního přerušení a podle ní určí rychlost otáčení hřídele motoru.

3.4 Motorové soustrojí

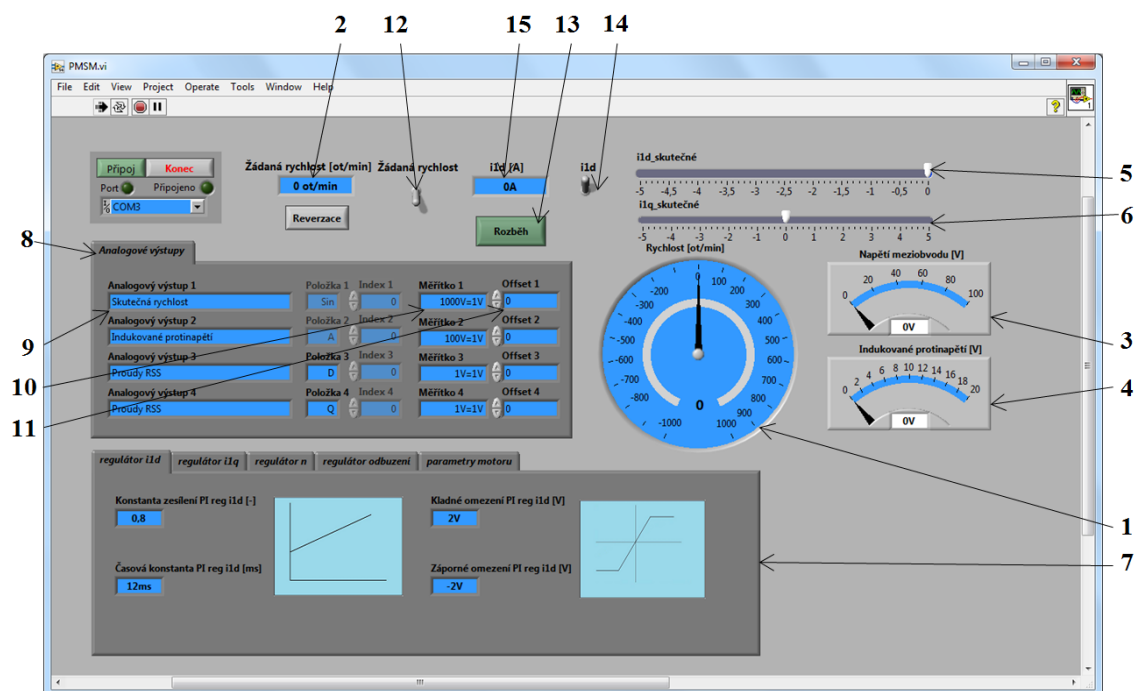
Laboratorní stanoviště obsahuje motorové soustrojí, skládající se ze synchronního motoru s permanentními magnety a asynchronního motoru. Ten je používán jen jako zátěž. Typové označení synchronního motoru je 1FK7063-5FA7 od firmy SIEMENS. Jedná se o kompaktní provedení servopohonu, vyznačující se malým momentem setrvačnosti. Součástí pohonu tvoří i integrované inkrementální čidlo, které se nachází v zadní části pohonu a má 2048 impulsů na otáčku. Výstup čidla je analogový. Nejdůležitější parametry pohonu jsou uvedeny níže v tabulce tab. 4 [8], [9].

Tab. 4. Tabulka vybraných parametrů motoru 1FK7063-5AF7

Název veličiny	Označení	Hodnota	Jednotka
Jmenovité otáčky	n_N	3000	ot min ⁻¹
Max. mechanické otáčky	n_{max}	7200	ot min ⁻¹
Počet pólů	2p	8	-
Jmenovitý proud	I_N	5,6	A
Jmenovitý výkon	P_N	2,29	kW
Jmenovitý moment	M_N	7,3	Nm
Moment setrvačnosti	J_C	$15,1 \cdot 10^{-4}$	kgm ²
Odpor vinutí (při 20°C)	R_S	0,65	Ω
Indukčnost vinutí	L_S	7,7	mH
Teplotní časová konstanta	t_{th}	40	min
Hmotnost	m	11,5	kg

3.5 Ovládací rozhraní

Rozhraní pro vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety je zobrazeno na obr. 15. Program byl vytvořen v prostředí LabView a slouží pro zadávání, čtení a kontrolu hodnot.



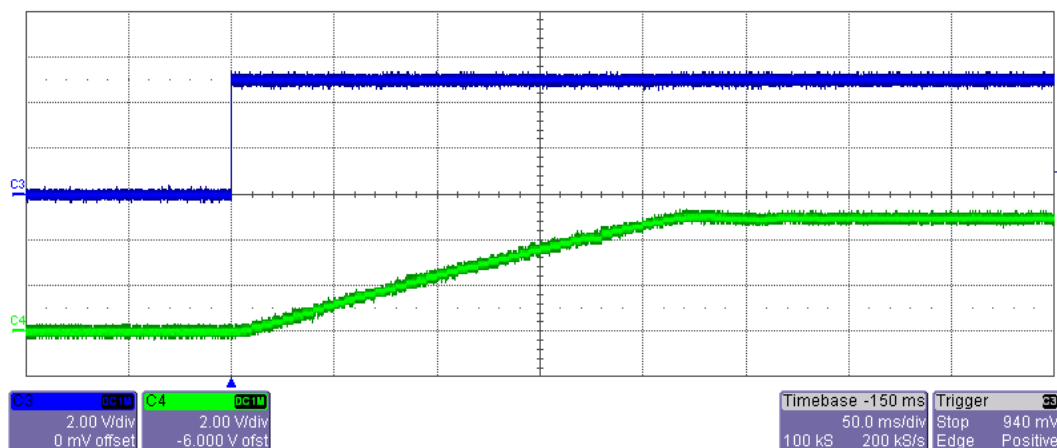
Obr. 15. Ovládací rozhraní nadřazeného systému pro komunikaci s řídícím systémem

Na čelním panelu je umístěn indikátor skutečné rychlosti otáčení motoru **1**. Zobrazované hodnoty jsou v otáčkách za minutu. Skutečné otáčky se zadávají v poli **2**. Součástí pole tvoří přidružené tlačítko reverzace, které skokově změní hodnotu otáček na hodnotu opačnou. Kromě indikátoru otáček se zde nachází také voltmetr **3** pro zobrazení stejnosměrného napětí v meziobvodu a indikátor velikosti indukovaného protinapětí **4**. Pro zobrazení hodnot tokotvorného **5** a momentotvorného **6** proudu motoru jsou k dispozici ukazatele typu bargraf v horní části ovládacího rozhraní. Parametry jednotlivých regulátorů se nastavují v dolní části řídicího programu **7**. Pomocí záložek se vybere příslušný regulátor a parametry se do něj zadají. Defaultně jsou nastaveny parametry dle vypočítaných přenosů. V poslední záložce jsou uloženy parametry motoru. Výstupy D/A převodníku je možné nakonfigurovat v poli **8**. V nabídce **9** se vybírá zobrazovaná veličina a pomocí měřítka **10** a offsetu **11** je možné zobrazovaný průběh upravit. Přepínačem **12** se volí mód řízení. Na výběr jsou celkem 2 módy řízení. První z nich je vektorové řízení s otáčkovým regulátorem. V tomto režimu se v poli **2** zadává žádaná rychlost. Přepnutím přepínače **12** do polohy momentového řízení se v poli **2** zadává momentotvorný proud. Regulátor otáček se vyřadí z činnosti. Spuštění motoru se provede tlačítkem ROZBĚH **13** a zároveň se tímto tlačítkem pohon zastaví (nápis se změní na STOP). Přepínač **14** aktivuje nebo deaktivuje manuální zadávání tokotvorného proudu. Hodnotu je možné zadat v poli **15**.

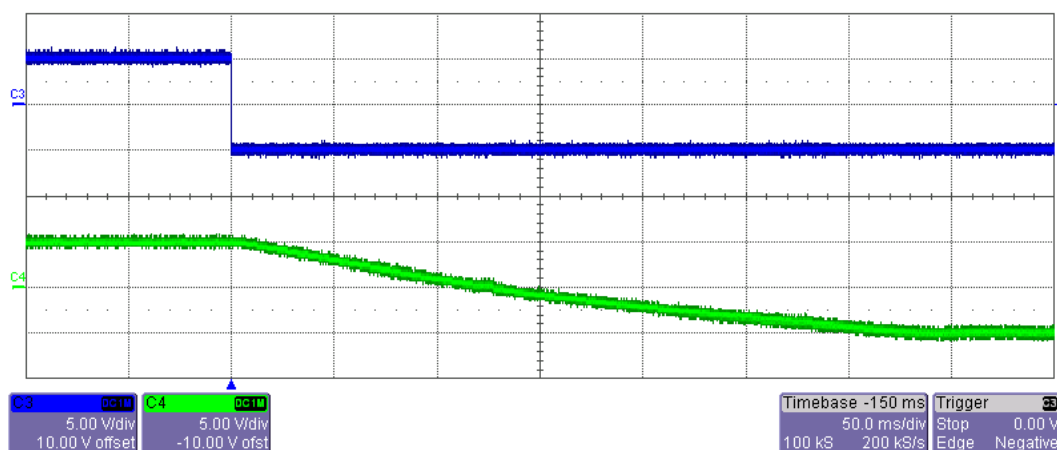
4 Experimentální výsledky

Pro ověření funkčnosti zařízení bylo provedeno experimentální měření, jehož cílem bylo vyzkoušení regulační struktury vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Výsledky jsou uvedeny níže v podobě časových záznamů měřených veličin. Zkoumány byly jak přechodné děje motoru při rozběhu, reverzaci a brzdění, tak i ustálené stavy chodu motoru. Při sledování dynamických změn byla pozorována závislost tokotvorné a momentotvorné složky proudu. Žádané skoky otáček při rozběhu motoru přitom byly měněny z hodnoty 0 na 500 ot min^{-1} (respektive z 500 na -500 ot min^{-1} při reverzaci). U vektorového momentového řízení se do regulační struktury dosazovala hodnota žádaného momentotvorného proudu. Vytvářeny byly skoky proudu i_{lq} o hodnotách proudu z 0A na 0,38A (respektive z hodnoty 0,38A na -0,38A). Za parametry jednotlivých regulátorů byly dosazeny vypočítané hodnoty (viz kap. 7.4) z návrhů regulačních smyček. Napětí v meziobvodu bylo nastaveno na hodnotu přibližně 200V. Změna velikosti napájení znamená také změnu parametrů regulátorů. Parametry regulátorů jsou experimentálně dopočítány pro tuto hodnotu napětí. Prvotní nastavení parametrů regulátorů bylo provedeno výpočtem přenosů regulačních smyček na základě optimalizace přenosu dle OM a SO. Výpočty jsou uvedeny v příloze (viz. kap. 7.4). V reálné struktuře vektorového řízení byla pouze změněna hodnota zesílení otáčkového regulátoru. Zbytek veličin byl ponechán. Měřené veličiny byly pomocí D/A převodníku mikropočítačového systému posílány na jeho analogový výstup, kde byly zobrazovány pomocí čtyř kanálového osciloskopu.

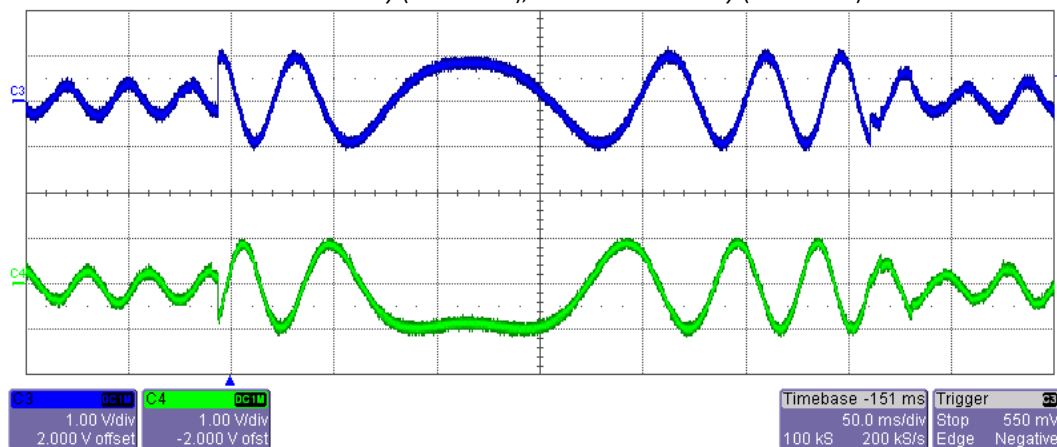
4.1 Algoritmus vektorového řízení s otáčkovým regulátorem



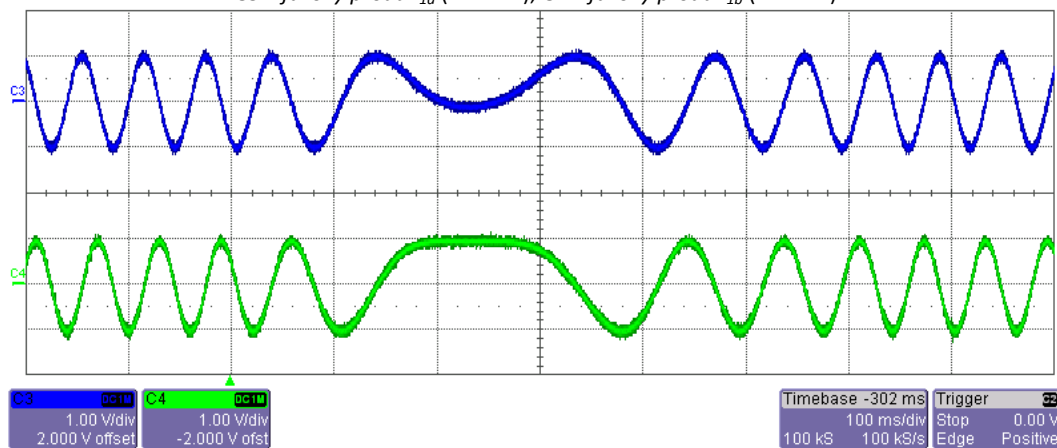
Obr. 16. Rozběh pohonu z 0ot/min na 500ot/min v nezatíženém stavu
C3 – žádané otáčky (1V = 100ot), C4 – skutečné otáčky (1V = 100ot)



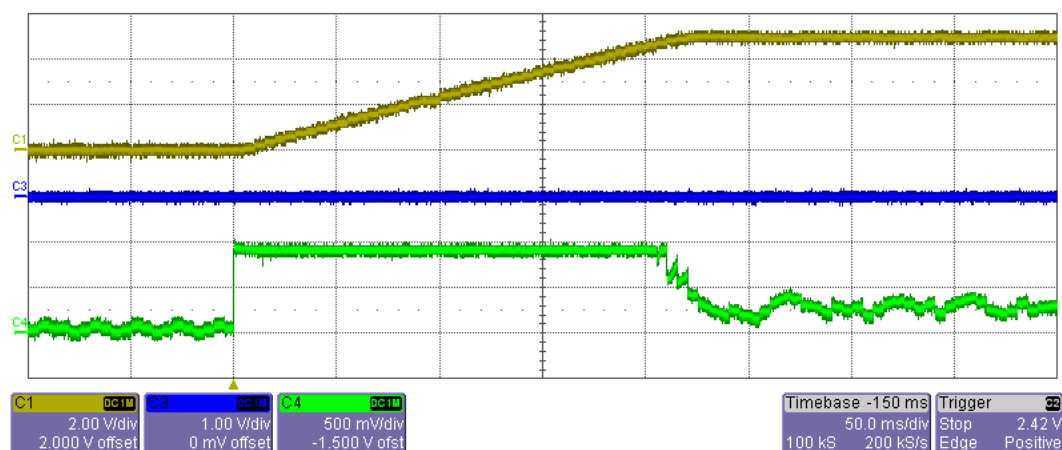
Obr. 17. Reverzace pohonu z 500ot/min na -500ot/min v nezatíženém stavu
C3 – žádané otáčky (1V = 100ot), C4 – skutečné otáčky (1V = 100ot)



Obr. 18. Reverzace pohonu z 500ot/min na -500ot/min v nezatíženém stavu
C3 – fázový proud i_{1a} (1V = 1A), C4 – fázový proud i_{1b} (1V = 1A)

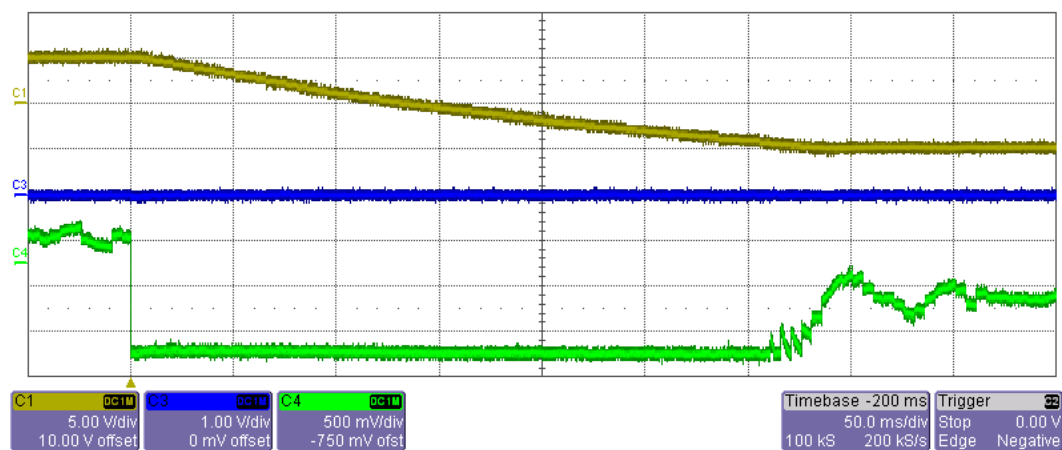


Obr. 19. Reverzace pohonu z 1000ot/min na -1000ot/min v nezatíženém stavu
C3 – úhel natočení hřídele $\sin \epsilon$, C4 – úhel natočení hřídele $\cos \epsilon$



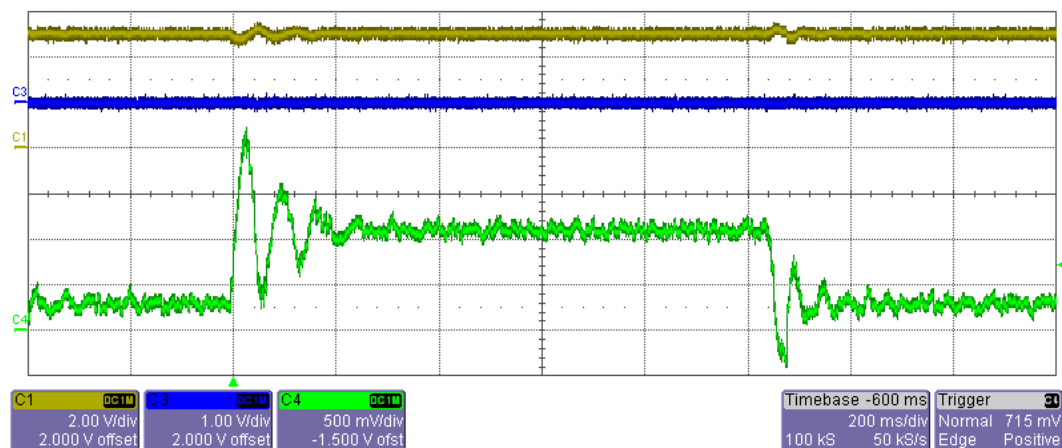
Obr. 20. Rozběh pohonu z 0ot/min na 500ot/min v nezatíženém stavu

C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 1A), **C4** – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 1A)



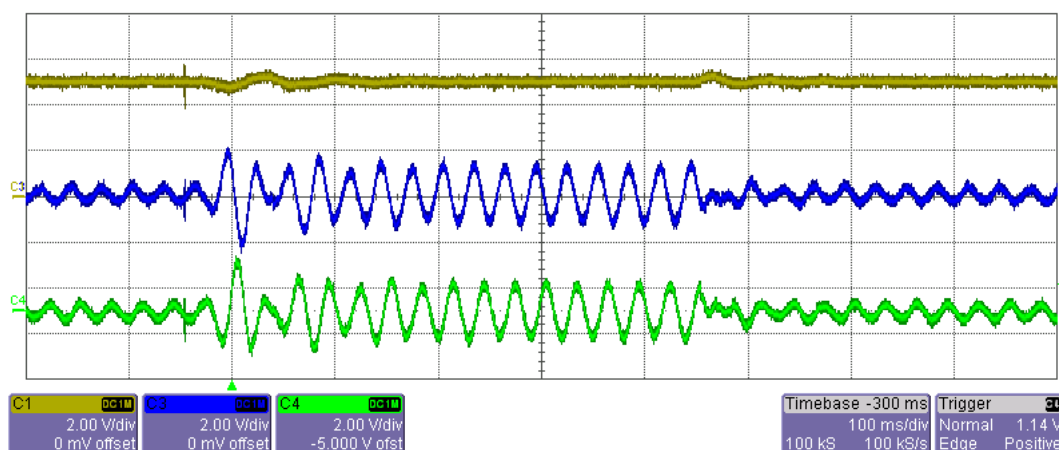
Obr. 21. Reverzace pohonu z 500ot/min na -500ot/min v nezatíženém stavu

C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 1A), **C4** – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 1A)

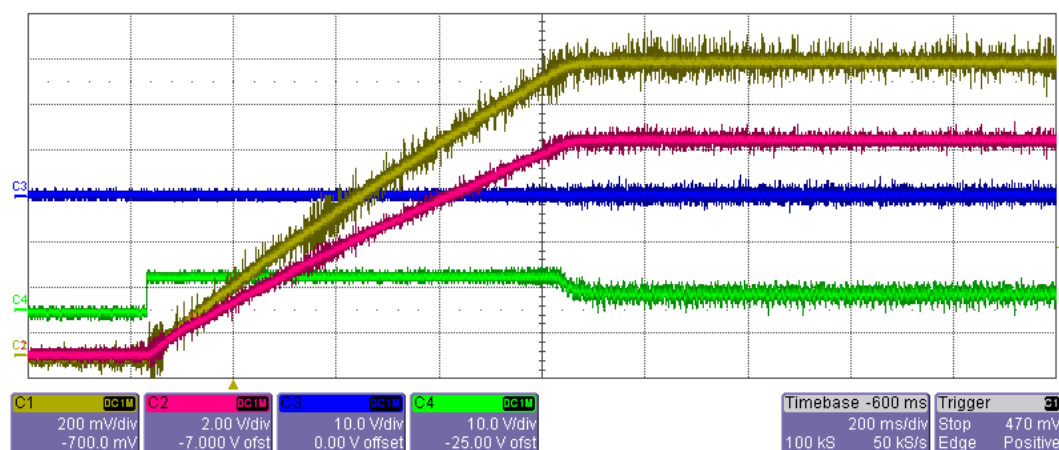


Obr. 22. Skokové zatížení pohonu v ustáleném stavu při otáčkách 500ot/min

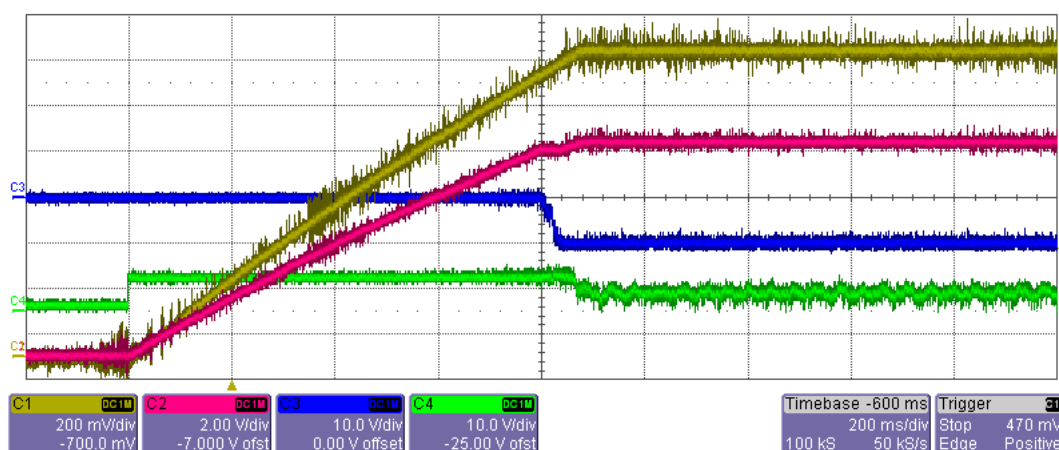
C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 1A), **C4** – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 1A)



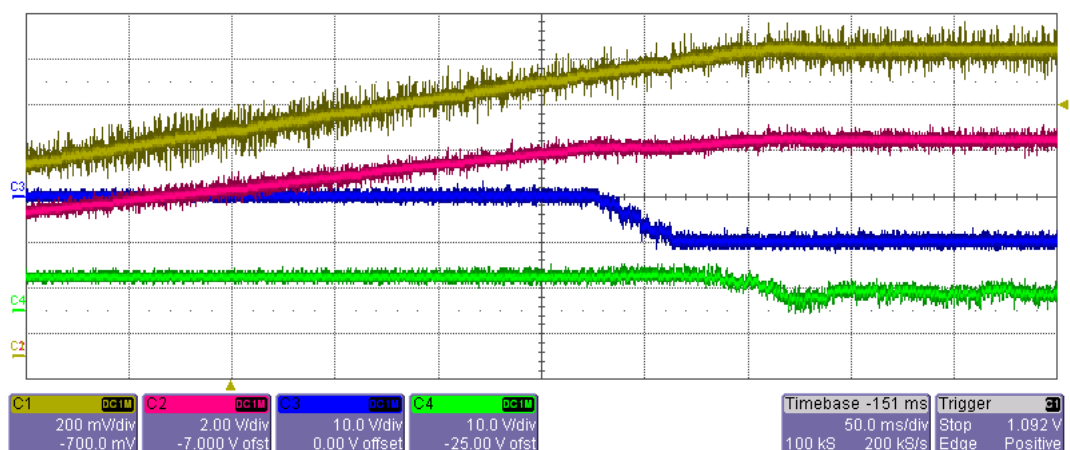
Obr. 23. Skokové zatížení pohonu v ustáleném stavu při otáčkách 500ot/min
C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), C3 – fázový proud i_{1a} (1V = 0,1A), C4 – fázový proud i_{1b} (1V = 0,1A)



Obr. 24. Rozběh pohonu z 0ot/min na 1330ot/min v nezatíženém stavu bez odbuzení
C1 – skutečná rychlost otáčení rotoru (1V = 1000ot), C2 – indukované protinapětí u_p (1V = 100V), C3 – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 1A), C4 – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 1A)



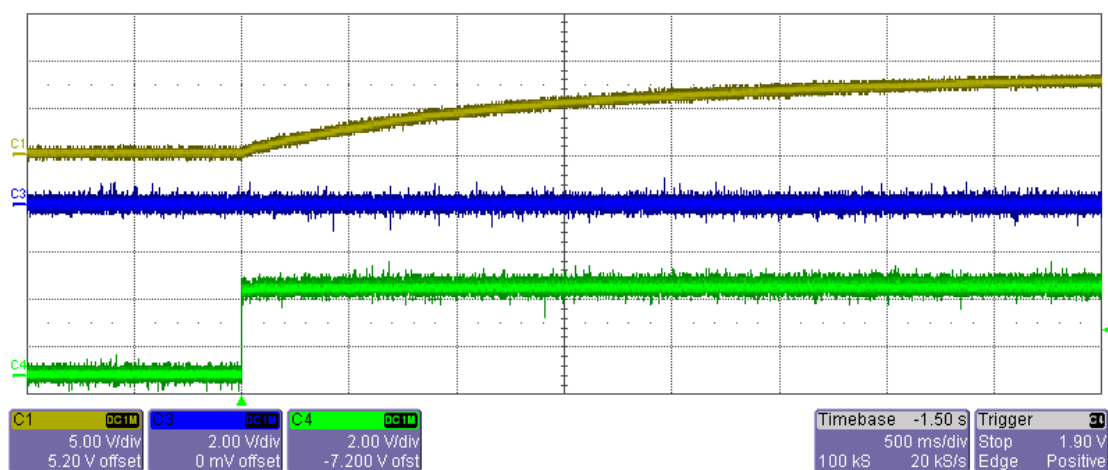
Obr. 25. Rozběh pohonu z 0ot/min na 1330ot/min v nezatíženém stavu s odbuzením
C1 – skutečná rychlost otáčení rotoru (1V = 1000ot), C2 – indukované protinapětí u_p (1V = 100V), C3 – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 1A), C4 – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 1A)



Obr. 26. Detail průběhu veličin z obr. 25 při rozběhu pohonu z 0 ot/min na 1330 ot/min v nezátíženém stavu s odbuzením

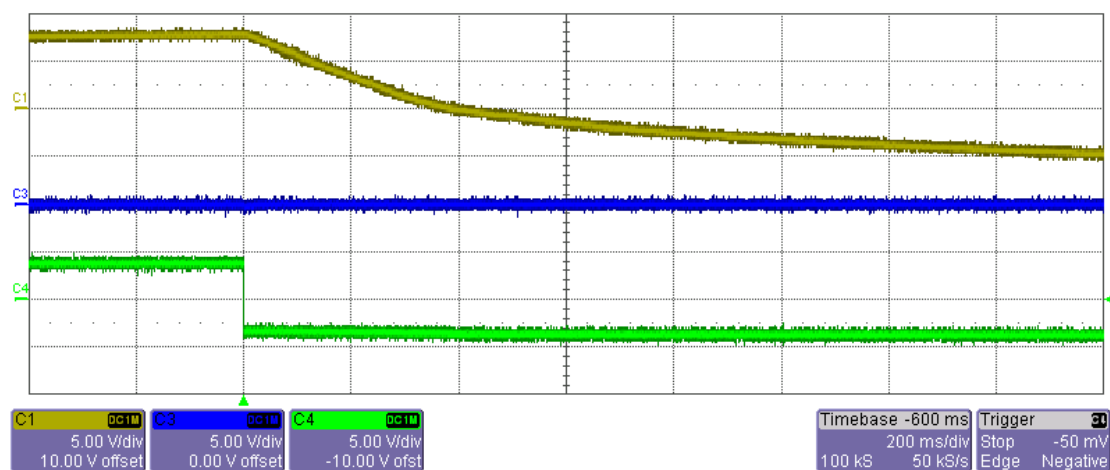
C1 – skutečná rychlost otáčení rotoru (1V = 1000ot), **C2** – indukované protinapětí u_p (1V = 100V), **C3** – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 1A), **C4** – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 1A)

4.2 Algoritmus vektorového řízení bez otáčkového regulátoru

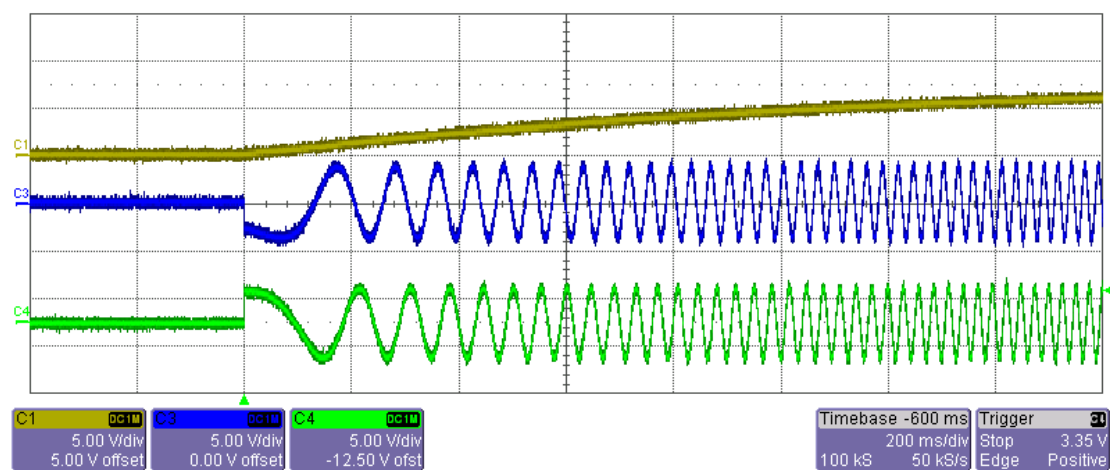


Obr. 27. Rozběh pohonu při skokové změně momentotvorného proudu i_{1q} z 0A na 0,38A

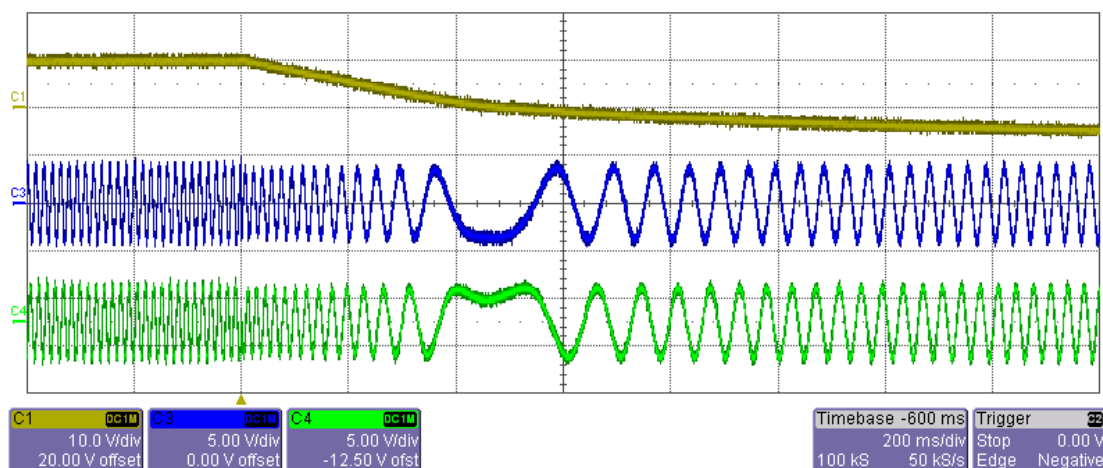
C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 0,1A), **C4** – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 0,1A)



Obr. 28. Reverzace pohonu při skokové změně momentotvorného proudu i_{1q} z 0,38A na -0,38A
C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – tokotvorný proud i_{1d} (1V = 0,1A), **C4** – momentotvorný proud i_{1q} (1V = 0,1A)



Obr. 29. Rozběh pohonu při skokové změně momentotvorného proudu i_{1q} z 0A na 0,38A
C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – fázový proud i_{1a} (1V = 0,1A), **C4** – fázový proud i_{1b} (1V = 0,1A)



Obr. 30. Reverzace pohonu při skokové změně momentotvorného proudu i_{1q} z 0,38A na -0,38A
C1 – skutečná rychlost (1V = 100ot), **C3** – fázový proud i_{1a} (1V = 0,1A), **C4** – fázový proud i_{1b} (1V = 0,1A)

5 Závěr

Úvod práce je zaměřen na teoretický rozbor moderních způsobů řízení synchronních pohonů. Popis se zaměřuje především na vektorové řízení, které díky svým výborným vlastnostem je rozšířenějším způsobem řízení pohonů pro dynamicky náročné aplikace. Elektrické pohony se nasazují stále častěji i v takových oblastech průmyslu, ve kterých jejich používání nebylo vhodné. Chemický nebo těžký průmysl představují velké riziko pro elektrické pohony, neboť se jedná o prostředí pro pohon agresivní či prašné. Z těchto důvodů se konstrukce motorů dále vylepšuje. V současné době se stále více hovoří o bezsenzorovém způsobu řízení pohonů. Ten se vyznačuje mnohem vyšší spolehlivostí a robustností, což umožňuje jeho používání v agresivních prostředích. S tímto souvisí vylepšení řídicích algoritmů bez využití snímačů polohy nebo rychlosti. Jiná možnost řízení střídavých pohonů je přímé řízení momentu, jehož popis uvádím v teoretické části práce. Vyznačuje se jednoduchostí algoritmu, dobrými dynamickými vlastnostmi a absencí snímače polohy nebo rychlosti.

Další část práce se zaměřuje na tvorbu algoritmu vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Struktura algoritmu vektorového řízení se nachází na obr. 5. Podle tohoto vzoru se odvíjel vývoj vlastního algoritmu řízení. Blokové schéma algoritmu se nachází výše na obr. 14. Program je implementován do řídicího systému využívající signálový procesor TMS320F28335 od firmy Texas Instruments. Jedná se o výkonný signálový mikrokontrolér pracující v plovoucí řádové čárce, což vývoj programu značně usnadnilo. Pro zadávání parametrů do regulační struktury slouží nadřazený řídicí systém. Ten tvoří PC s ovládacím rozhraním. Popis rozhraní a význam jednotlivých ovládacích a indikačních prvků je uveden výše. Kromě zadávání parametrů regulační smyčky umožňuje ovládací rozhraní nastavit samotné vlastnosti výstupů řídicího systému (např. analogový výstup pro měřicí přístroje, blokace PWM, apod.). Aby byla zajištěna správná funkce všech zařízení připojených k mikropočítačovému řídicímu systému a činnost mikroprocesorového systému samotná, bylo nutné vytvořit dvojici přípravků pro úpravu signálů. První z nich upravuje napětíové úrovně PWM signálu směřující k budičům výkonových tranzistorů. Druhý převádí analogový signál inkrementálního čidla na digitální. Popis obou přípravků je uveden výše a návrhy (včetně DPS) jsou uvedeny v příloze. Po otestování jednotlivých dílů algoritmu a po jeho zkompletování se na základě jak možností mikropočítačového systému, tak i všech připojených zařízení a strojů vypočítaly přenosy jednotlivých regulačních smyček. Podle nich se poté nastavily parametry jednotlivých regulátorů. Tyto byly dopočítány pro velikost napětí v meziobvodu o hodnotě 200V. Jiná velikost napětí by vedla k opětovnému nastavení regulátorů. Vhodné je tedy tuto hodnotu napětí dodržet, aby motor pracoval v optimalizovaném chodu. Vypočítané parametry regulátorů byly podle potřeby doladěny pro optimální chod motoru.

Na základě ověření funkčnosti a správnosti návrhu algoritmu vektorového řízení bylo provedeno experimentální měření se synchronním motorem. Pro názornost jsou v kap. 4 zobrazeny vybrané průběhy veličin. Nejprve byla ověřena struktura vektorového řízení s otáčkovým regulátorem. Jako žádaná hodnota se zadávala velikost otáček. Pozorovány byly děje při rozběhu a reverzaci motoru a jeho reakce na skokovou změnu rychlosti. U rozběhu motoru skok otáček činil z nulové hodnoty na $500 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$ a při reverzaci z hodnoty $500 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$ na $-500 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$. Pro ověření stability a kvality regulace se u pohonu ověřilo jeho skokové zatížení, kdy byl synchronní motor brzděn motorem asynchronním napájeným stejnosměrným

napětím. V neposlední řadě bylo na pohonu vyzkoušeno jeho odbuzení. Měření proběhlo při skoku žádaných otáček z nulové hodnoty na $1460 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$. Tokotvorná složka vektoru statorového proudu \mathbf{i}_1^S dosáhla hodnoty omezení nastavené na -1 A . Velikost tokotvorného proudu do -1 A byla volena záměrně, aby nedošlo k destrukci motoru vlivem velkého odbuzení. K tomuto ději začínalo docházet přibližně při $1370 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$, kdy velikost indukovaného protinapětí u_p dosáhla přibližně 83% napětí statorového $u_{1\max}$ (cca 95 V). Odbuzením motoru bylo získáno navíc přibližně $90 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$. V dalším kontrolním měření byl ze struktury vektorového řízení odpojen regulátor rychlosti. Místo žádaných hodnot otáček se zadávala velikost momentotvorného proudu i_{1q} . Ten je přímo úměrný velikosti momentu motoru. Jednalo se tedy o momentové řízení. Pro vyzkoušení funkčnosti pohonu se kontrolní měření provádělo při rozběhu a reverzaci pohonu a zkoumány byly děje v reakcích na skokovou změnu momentotvorného proudu i_{1q} při rozběhu z 0 A na $0,38 \text{ A}$ a při reverzaci z $0,38 \text{ A}$ na $-0,38 \text{ A}$. Při této velikosti proudu došlo k ustálení růstu otáček na hodnotě přibližně $600 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$.

Měřením bylo zjištěno, že struktura vektorového řízení pracuje správně. Z naměřených průběhů je taktéž patrná správnost návrhů parametrů jednotlivých regulátorů. V průběhu měření experimentálních výsledků nastal problém s hardwarem řídicího systému. Při samotném nastavení osciloskopu byl brán zřetel na možnosti mikropočítačového systému. Jelikož se jedná o synchronní servomotor, přechodné děje se odehrávaly příliš rychle a některé průběhy veličin působily spíše nespojitě vlivem vzorkování D/A převodníku (což je patrné na detailních snímcích) a metodou určování vybraných parametrů jako jsou např. otáčky rotoru. Proto z hlediska estetického byla na osciloskopu nastavena delší doba záznamu veličin, aby došlo k zamaskování těchto jevů. Výsledkem je funkční struktura vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety, která bude sloužit k laboratorním účelům jako měřicí přípravek ke zkoumání dynamických i statických dějů synchronního pohonu.

Díky této práci jsem měl možnost si na reálném systému vyzkoušet funkčnost jednotlivých bloků a podrobněji v praxi ověřit problematiku vektorového řízení pohonů obecně.

6 Seznam použité literatury

- [1]. Drápala, Jaromír a Kursa, Miroslav.: *Elektrotechnické materiály*. Skriptum. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2010.
- [2]. Novák, Jaroslav.: *Uplatnění synchronních strojů v dopravní technice*, [Online] [Citace: Červen 2006.], <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/uplatneni-synchronnich-stroju-v-dopravni-technice-1-cast--13092>.
- [3]. Brandštetter, Pavel.: *Elektrické regulované pohony III*. Skriptum. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2012.
- [4]. Grasblum, Pavel a Prokop, Libor.: *3-Phase Synchronous Motor Vector Control Using 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device*, [Online] [Citace: Červen 2005.], <http://www.google.cz/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&ved=0CC4QFjAA&url=http%3A%2F%2Fcache.freescall.com%2Ffiles%2Fproduct%2Fdoc%2FAN1931.pdf&ei=eVg3VYaJNYPnaMfWgbgL&usg=AFQjCNEyE-IIB2UCFGPPnX3AbzKt3LRjA&bvm=bv.91071109,d.bGQ>.
- [5]. Rajchman, Zbyněk.: *Vektorové řízení synchronního stroje*. Bakalářská práce. Brno: VUT Brno, 2009.
- [6]. Božek, Michal.: *Moderní způsoby řízení střídavých regulovaných pohonů se synchronními motory*. Disertační práce. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2008.
- [7]. Rokůsek, Zdeněk.: *Teoretické základy neuronových sítí*. Bakalářská práce. České Budějovice: JČU České Budějovice, 2007.
- [8]. *Simodrive & Masterdrives*, [Online] Siemens. [Citace: Říjen, 2005.], https://www.automation.siemens.com/doconweb/pdf/SINUMERIK_SIMODRIVE_04_2010_E/PFK7.pdf?p=1.
- [9]. *Motion control servo motors*, [Online] Siemens. [Citace: Březen, 2004.], <http://www.industry.usa.siemens.com/drives/us/en/electric-drives/maturing-siemens-drives/masterdrives-from-siemens-industry/documents/driv-masterdrives-mc-catalog-da-65-3.pdf>.
- [10]. Odlevák, Lukáš.: *Jednotka pro vyhodnocování polohy rotoru SMPM s inkrementálním čidlem polohy s možností k mikropočítačovému řídicímu systému s DSP*. Bakalářská práce. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2007.
- [11]. *Data manual*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Červen 2007.], <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>.
- [12]. *TMS320x2833x Analog – to - Digital Converter (ADC) Module*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Září 2007], <http://www.ti.com/lit/ug/spru812a/spru812a.pdf>.
- [13]. *TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Říjen 2007], <http://www.ti.com/lit/ug/sprug04a/sprug04a.pdf>.

- [14]. Jurčo, Dominik.: *Mikropočítačový řídicí systém se signálovým procesorem TMS320F28335*. Diplomová práce. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2014.
- [15]. *TMS320x2833x, 2823x Serial Communication Interface (SCI)*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Říjen 2007], <http://www.ti.com/lit/ug/sprufz5a/sprufz5a.pdf>.
- [16]. *TMS320x2833x, 2823x Serial Peripheral Interface (SPI)*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Říjen 2007], <http://www.ti.com/lit/ug/sprueu3a/sprueu3a.pdf>.
- [17]. *TMS320x2833x, 2823x System control and interrupts*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Září 2007], <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ug/sprufb0d/sprufb0d.pdf>.
- [18]. *TMS320x2833x, 2823x Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP)*, [Online] Texas Instruments. [Citace: Srpen 2008], <http://www.ti.com/lit/ug/sprug05a/sprug05a.pdf>.
- [19]. Rech, Pavel.: *Bezsenzorové řízení střídavého regulovaného pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety*. Disertační práce. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2010.
- [20]. Neborák, Ivo.: *Příspěvek k modelování a simulaci střídavých regulačních pohonů*. Kandidátská disertační práce. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 1992.
- [21]. Tkotz, Klaus a kolektiv.: *Příručka pro elektrotechnika*. Europa – Sobotáles, 2001. ISBN 80-86706-00-1

7 Seznam příloh

7.1 Převodník PWM signálu

Obsahuje návrh oboustranného plošného spoje v prostředí EAGLE včetně osazovacího plánu rozmístění a označení součástek a schéma zapojení samotného převodníku.

7.2 Převodník pro inkrementální čidlo

Obsahuje návrh oboustranného plošného spoje včetně osazovacího plánu rozmístění a označení součástek. Součástí je kompletní schéma zapojení samotného převodníku.

7.3 Laboratorní stanoviště

Fotodokumentace laboratorního stanoviště pro měření synchronního motoru s permanentními magnety a jeho součástí.

7.4 Výpočet parametrů regulátorů

Tato kapitola obsahuje kompletní návrh a výpočet veškerých regulátorů, které jsou součástí regulační struktury vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety.

7.5 Doprovodné CD

Obsahuje řídicí program algoritmu vektorového řízení určený pro mikropočítačový systém s mikrokontrolérem TMS320F28335, návrhy plošných spojů přípravků a dokumentaci k mikropočítačovému řídicímu systému.